З. Беньковский, Э. Липинский

ЛЮБИТЕЛЬСКИЕ АНТЕННЫ КОРОТКИХ И УЛЬТРАКОРОТКИХ ВОЛН

Z. Bieńkowski, E. Lipiński

AMATORSKIE ANTENY KF I UKF

teoria i praktyka

WYDAWNICTWA
KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI
WARSZAWA · 1978

МАССОВАЯ
РАДИО
БИБЛИОТЕКА

Основана в 1947 году

Выпуск 1052

З. Беньковский, Э. Липинский

ЛЮБИТЕЛЬСКИЕ АНТЕННЫ КОРОТКИХ И УЛЬТРАКОРОТКИХ ВОЛН

теория и практика

Перевод с польского *В. М. Фроловой*,
под редакцией *О. П. Фролова*



МОСКВА
«РАДИО И СВЯЗЬ»
1983

ББК 32.845
Б46
УДК 621.396.67

Беньковский З., Липинский Э.

Б46 Любительские антенны коротких и ультракоротких волн: Пер. с польск./Под ред. О. П. Фролова. — М.: Радио и связь, 1983. — 480 с., ил. — (Массовая радиобиблиотека; Вып. 1052).

В пер.: 2 р. 70 к.

Рассматривается обширный круг вопросов (теория антенн, линий питания, распространения радиоволн и др.), изучение которых поможет целенаправленно выбирать схемы антенны и ее параметры для различных способов радиолюбительских связей. Даются описания основных типов любительских антенн, включая их многочисленные модификации и рекомендации по их изготовлению и настройке.

Для широкого круга радиолюбителей.

Б $\frac{2402020000-179}{046(01)-83}$ КБ-21-62-83

ББК 32.845
6Ф2.9

Редакция переводной литературы

ПРЕДИСЛОВИЕ РЕДАКТОРА ПЕРЕВОДА

Название книги достаточно ясно отвечает на два вопроса: к какому кругу читателей обращена книга и какие проблемы она рассматривает. Да, действительно, с книгой будет весьма полезно ознакомиться всем радиолюбителям, независимо от уровня их теоретической подготовки и стажа радиолюбительской практики. Начинающий радиолюбитель найдет в книге описание большого числа различных схем и конкретных конструкций антенн, а также много практических советов по их изготовлению и настройке. Радиолюбитель более высокой квалификации сможет найти в книге ответы на вопросы, какую именно схему антенны и какие ее параметры следует считать оптимальными для выбранного им вида радиолюбительской связи.

В книге помимо чисто антенной тематики рассматривается теория длинных линий, которая помогает понять теорию проволочных антенн и линий питания, излагаются вопросы конструирования симметрирующих и согласующих устройств (без которых трудно получить хорошие внутренние параметры антенн), приводятся основные сведения о распространении радиоволн (без знания которых нельзя осуществить правильный выбор внешних параметров антенн).

Радиолюбитель уже знаком с рядом изданий по теории и технике антенн (заметим попутно, что их явно недостаточно) и вправе поинтересоваться, что нового даст ему данная книга. Нам кажется, что частично уже удалось ответить на этот вопрос. Добавим, что по многообразию рассмотренных проблем, связанных с проектированием радиолюбительских антенн, по числу анализируемых антенн и чрезвычайно большому объему расчетных и экспериментальных данных эта книга превосходит другие известные издания.

Отметим, что в книге хорошо сбалансированы теоретические и практические вопросы. В частности, с учетом определенного уровня технической подготовки ее будущего читателя книга содержит оптимальное количество математических формул. Книга снабжена большим количеством различных графиков и номограмм, упрощающих проведение расчетных операций. На мой взгляд, авторам удалось получить и хорошо сбалансированное соотношение между простыми и сложными аспектами рассматриваемых вопросов. Примером может служить изложение полного метода анализа и расчета трассы радиолинии связи с использованием отражения от поверхности Луны.

При подготовке настоящего издания книги были сделаны самые незначительные купюры (естественно, с разрешения авторов): были изъяты несколько графиков, касающихся параметров линий питания, которые изготовляются в Польше и в других странах и приобретение которых нашими радиолюбителями, на наш взгляд, мало вероятно.

При переводе книги были по возможности сохранены все особенности языка оригинального издания книги.

Представляется, что данная книга будет весьма популярной среди советских радиолюбителей и поможет им в их интересной творческой деятельности.

Канд. техн. наук О. П. Фролов

Глава 1

ВВОДНЫЕ СВЕДЕНИЯ

1.1. Радиолюбительские антенные устройства

Антенное устройство выполняет важную роль в любительской радиосвязи, а именно:

излучает энергию передатчика в свободное пространство в виде энергии электромагнитного поля.

принимает из свободного пространства энергию электромагнитного поля и передает ее в приемник.

Отсюда следует, что антенное устройство является звеном, связывающим передатчик с приемником посредством свободного пространства. Антенное устройство обычно содержит:

собственно антенну вместе с несущей конструкцией (например, мачты с оттяжками), а также механизм, осуществляющий изменение ориентации антенны.

линию питания (фидер),

вспомогательные элементы (для подстройки, симметрирования и т. п.),

дополнительное оборудование (контрольно-измерительный комплекс, заземление, устройства для обеспечения безопасности и т. д.).

1.2. Классификация радиолюбительских антенн

При идеальных условиях распространения на линиях радиосвязи в диапазоне коротких волн (КВ) достаточно удовлетворительный прием может быть обеспечен с помощью куска провода длиной в несколько метров. В этих условиях качество приема определяется свойствами используемого приемника (селективностью, стабильностью и т. п.). В реальных условиях, в которых работают радиолюбители (слабый уровень сигнала, наличие помех и пр.), необходимо применять направленные антенны, например такие, какими пользуются на передающих станциях.

В теории антенн доказывается теорема взаимности, из которой следует, что характеристики излучения передающей антенны и характеристики той же самой антенны, работающей в приемном режиме, идентичны. Поэтому для анализа антенн достаточно познакомиться со свойствами антенн в режиме передачи, чтобы иметь полную информацию о характеристиках антенн в режиме приема.

Наиболее рационально применять одну и ту же антенну как для приема, так и для передачи, так как в этом случае максималь-

но используются ее направленные свойства. Однако для этого требуются переключающие устройства, которые осуществляют коммутацию антенны то с передатчиком, то с приемником.

В случае использования двух антенн, разнесенных на достаточное расстояние друг от друга, трудно добиться идентичности характеристик излучения обеих антенн и, следовательно, оптимальной работы станции в целом.

В другом случае, когда приемная и передающие антенны находятся вблизи друг от друга и имеют одинаковое построение, между ними возникает сильное взаимодействие, благодаря чему на выходе приемной антенны, т. е. на входе приемника, возникает сильная помеха, наведенная собственным передатчиком станции.

В диапазоне ультракоротких волн (УКВ) в стационарных устройствах, как правило, применяются направленные антенны. Для переносных станций в этом диапазоне, как правило, используются антенны, имеющие круговую диаграмму направленности. В диапазоне УКВ передатчик и приемник обычно работают на одну и ту же антенну. Исключение составляют антенные устройства специальных линий связи.

Радиолюбитель, намеревающийся сконструировать свою станцию, обладающую высокими качественными показателями работы, всегда стоит перед решением вопроса: какую именно антенну выбрать?

Обращение к журнальным статьям создает, как правило, у радиолюбителя впечатление, что существует огромное число различных типов антенн, среди которых он должен сделать единственно правильный выбор. И зачастую радиолюбитель выбирает ту или иную антенну на основании информации, полученной от своих коллег-радиолюбителей, которые в силу различных частных причин широко рекламируют какую-либо одну из антенн (как правило, ту, которой они пользуются) и весьма неодобрительно высказываются о других типах антенн.

Для того чтобы радиолюбитель мог сознательно выбрать тип антенны, крайне необходимо, на наш взгляд, знать хотя бы в минимальном объеме основные сведения как по теории антенны, так и по теории распространения радиоволн. Разобравшись с этими вопросами, изложенными в гл. 2—4, радиолюбитель наверняка найдет нужную схему антенны среди множества схем, описанных в гл. 5 и 6 этой книги.

Читатель должен отдавать себе полный отчет в том, что антенна не является устройством неограниченных возможностей. Возможности получения высоких качественных показателей работы антенн и, в первую очередь, антенн для радиолюбительских станций ограничены. Однако правильный выбор антенны позволяет радиолюбителю наилучшим образом использовать передатчик станции, получить наибольший уровень сигнала, а в ряде случаев — наибольший уровень отношения сигнал/помеха на входе приемника.

Для того чтобы читатель мог легче ориентироваться среди двухсот встречающихся типов любительских антенн, в данной книге введено деление любительских антенн на основные типы. Это деление в большинстве своем совпадает с делением, принятым для профессиональных антенн.

Имея в виду основного читателя этой книги, авторы наряду с профессиональной терминологией используют терминологию, распространенную среди радиолюбителей, которая часто заимствована из иностранной литературы.

Антенна является устройством, участвующим в процессе передачи электромагнитной энергии из линии питания в свободное пространство, и наоборот. Каждая антенна имеет активный элемент, например, вибратор, а также может содержать один или более пассивных элементов Активный элемент антенны — вибратор, как правило, непосредственно соединен с линией питания. Появление переменного напряжения на вибраторе связано как с распространением волны в линии питания, так и с возникновением электромагнитного поля вокруг вибратора.

Пассивные элементы в конструкции антенны выполняют следующие функции:

формируют электромагнитное поле определенной структуры, обеспечивающей необходимые направленные свойства антенны,

обеспечивают взаимное согласование сопротивлений системы «свободное пространство — антенна — линия питания».

По способу излучения всех антенн можно разделить на три основные группы: линейные антенны, апертурные антенны, антенны поверхностной волны.

Линейная антенна. Эта антенна имеет вид провода или системы проводов, длина которых значительно превышает их поперечный размер. Обычно для линейных антенн отношение длины волны к диаметру провода превышает 1000. Характеристики излучения линейной антенны определяются распределением токов на проводах и их взаимной ориентацией. К этой группе антенн относятся вибраторные антенны, ромбические антенны и т. п. Чаще всего эти антенны используются в диапазоне коротких волн.

Апертурная антенна. Эта антенна характеризуется наличием поверхности (апертуры), на которой происходит трансформация энергии, распространяющейся в линии питания, в энергию излучения. Размеры апертуры обычно значительно превышают длину волны Характеристики излучения апертурной антенны в основном определяются структурой электромагнитного поля на апертуре. Типичным представителем этой группы антенн является зеркальная параболическая антенна.

Антенна поверхностной волны. В механизме излучения этих антенн основную роль играет так называемая поверхностная волна. Эта волна распространяется вдоль антенны и одновременно участвует в процессе излучения. Длина антенн поверхностных волн обычно больше длины волны. Характеристики излучения этой антенны определяются как условиями распространения волны вдоль антенны, так и способом ее соединения с линией питания. Типичными представителями этой группы антенн являются диэлектрические антенны, антенны Уда — Яги и др. В этих антеннах возможности формирования различных характеристик излучения, как правило, достаточно ограничены.

Антенной системой называют обычно совокупность отдельных антенн. Объединение нескольких антенн в одну антенную систему значительно увеличивает возможность формирования различных требуемых диаграмм направленности. Антенные системы включают в себя источники излучения, размещенные по какой-либо поверхности дискретным или непрерывным образом.

Читатель должен отчетливо представлять себе, что между апертурными антеннами и излучающими системами имеется существенная разница.

В апертурной антенне зеркального типа излучатель создает сферическую волну, а рефлектор (параболическое зеркало) преоб разует ее в плоскую волну.

В антенной системе можно изменить фазовые соотношения между отдельными излучателями, например с помощью изменения длин питающих линий. Это позволяет в значительных пределах видоизменять направленные свойства антенн, в том числе и направление излучения главного лепестка антенны. Последнее обстоятельство позволяет, в свою очередь, обойтись при настройке антенны без механической ориентации полотна антенны.

Антенная система, особенно в диапазоне УКВ, дает возможность получить большой выигрыш, например в уровне сигнала, по сравнению с одиночной антенной Проектирование таких антенн требует хорошего знания теории, а также умения правильным образом реализовать на практике эти знания.

Следует отметить, что приемная антенна улавливает только ту часть электромагнитной волны передатчика, которая попадает на ее апертуру. Кроме того, передающая направленная антенна излучает подведенную к ней энергию в виде конического луча. Ширина этого луча зависит от размера апертуры антенны и обратно пропорциональна этому размеру. Например, увеличивая линейный размер апертур антенны в *n* раз, мы тем самым в *n* раз сужаем луч. Выигрыш от использования направленной передающей антенны заключается в увеличении уровня сигнала на станции-корреспонденте. Выигрыш от использования направленной приемной антенны особенно сильно ощущается в условиях воздействия сторонних сигналов-помех, приходящих с боковых направлений, а также при малых уровнях принимаемого сигнала.

Глава 2

ЭЛЕМЕНТЫ ТЕОРИИ АНТЕНН

2.1. Электромагнитное поле

Среда распространения. Среда распространения — это пространство, в котором проявляются волновые особенности электромагнитного поля. Электромагнитное поле может распространяться в следующих средах.

1. В свободном пространстве, характеризуемом диэлектрической проницаемостью

$$\varepsilon_0 = (1/36\,\pi)\cdot 10^{-9} \approx 8{,}854\cdot 10^{-12} \qquad (2.1)$$

и магнитной проницаемостью

$$\mu_0 = 4\,\pi\cdot 10^{-7}. \qquad (2.2)$$

2. В идеальном диэлектрике [т. е. в диэлектрической среде без потерь ($\sigma=0$)], характеризуемом относительной диэлектрической проницаемостью ε_r и относительной магнитной проницаемостью μ_r, для которого, следовательно, электрическая проницаемость

$$\varepsilon = \varepsilon_r\,\varepsilon_0, \qquad (2.3)$$

а магнитная проницаемость

$$\mu = \mu_r\,\mu_0. \qquad (2.4)$$

3. В средах с потерями, обусловленными наличием проводимости, характеризуемых относительной проницаемостью

$$\varepsilon'_r = \varepsilon_r - i\,60\,\lambda_0\,\sigma, \qquad (2.5)$$

где λ_0 — длина волны в вакууме Для этих сред ε'_r носит комплексный характер.

В табл. 2.1 приведены значения величин $\varepsilon_r \mu_r$ и σ для некоторых сред Эти значения справедливы в диапазоне УКВ.

4. В средах с большой проводимостью (частный случай п. 3), характеризуемых большим значением комплексной части ε'_r.

ТАБЛИЦА 2 1

Значения параметров ε_r, μ_r и σ для некоторых сред

Среда распространения	ε_r	μ_r	σ
Воздух	1,0005	1	0
Вода пресная	81	1	10^{-3}
Вода морская	80	1	4
Почва влажная	10	1	10^{-2}
Почва сухая, песок	4	1	10^{-3}
Скалистый грунт	10	1	10^{-3}
Снег	1,4	1	10^{-3}
Лед	3,2	1	10^{-3}
Лесной массив	10	1	10^{-3}
Городской массив	3	1	10^{-4}

Среда распространения является однородной, если ее параметры ε, μ и σ не меняются вдоль направления распространения электромагнитной энергии. Среду распространения, для которой параметры ε, μ и σ не зависят от направления распространения электромагнитной энергии, принято называть *изотропной.* В противоположность этому, среду, параметры которой зависят от направления распространения волны, называют *анизотропной средой.* Примером последней может служить ионосфера.

Кроме того, следует отличать *дисперсионные* и *недисперсионные среды,* т. е среды, для которых параметры ε_r, σ и μ зависят или не зависят соответственно от частоты электромагнитного колебания. Примером дисперсионной среды также может служить ионосфера.

Возбуждение электромагнитных волн. Вокруг проводника, по которому протекает ток I, вызванный напряжением U, создаются магнитное поле с напряженностью H и электрическое поле с напряженностью E. Линии магнитного поля H образуют концентрические окружности вокруг проводника и лежат в плоскости, перпендикулярной оси проводника. Линии электрического поля E перпендикулярны линиям магнитного поля H и лежат в плоскости, проходящей через ось проводника (рис. 2.1).

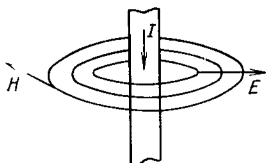


Рис 2 1 Распределение магнитного поля H и электрического поля E вокруг проводника с током I

Изменение во времени тока приводит к изменению во времени электрического и магнитного полей. Изменение тока во времени может носить, например, им-

пульсный характер или подчиняться другому выбранному закону модуляции. Каждый такой несинусоидальный процесс изменения уровня тока может быть на основании известного из математики разложения Фурье представлен в виде суммы синусоидальных колебаний кратных частот с различными амплитудами для каждой частоты. Поэтому в дальнейшем ограничимся рассмотрением только синусоидальных процессов.

Вызванные изменением тока в проводнике изменяющиеся во времени электрическое и магнитное поля представляют собой, по сути дела, единое изменяющееся электромагнитное поле, распространяющееся в пространстве. Изменяющееся во времени электромагнитное поле, распространяющееся со скоростью v, может рассматриваться как электромагнитная волна.

Электромагнитная волна характеризуется следующими параметрами.

1. *Направлением распространения* (лучом) — линией, вдоль которой происходит распространение электромагнитной волны. В однородной изотропной среде направление распространения — прямая линия, выходящая из источника излучения. В ряде интересных с практической точки зрения случаев направление распространения может быть охарактеризовано плавной или ломаной кривой.

2. *Фазовым фронтом* — геометрическим местом точек, в которых колебания имеют одинаковую фазу. Для плоской волны фазовый фронт — плоскость, перпендикулярная направлению распространения. Для волны, возбуждаемой точечным источником, фазовый фронт — сфера.

3. *Поляризацией* — ориентацией вектора напряженности электрического поля E относительно направления распространения.

Скорость распространения волны, длина волны. *Длиной волны* называется наименьшее расстояние между двумя точками, расположенными вдоль направления распространения волны, в которых колебания имеют одинаковую фазу. Взаимосвязь между длиной волны λ электромагнитного колебания, скоростью распространения v и частотой колебания f описывается формулой

$$\lambda = v/f. \tag{2.6}$$

Единицей измерения длины волны является метр. Для среды, характеризуемой $\varepsilon_r=1$, $\mu_r=1$, $\sigma=0$, скорость распространения электромагнитной волны равна скорости распространения света в свободном пространстве:

$$v = c = 2{,}99793 \cdot 10^8 \text{ м/с} = 3 \cdot 10^8 \text{ м/с}, \tag{2.7}$$

причем

$$c = 1/\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}. \tag{2.8}$$

Таким образом, для свободного пространства длина волны

$$\lambda_0 = c/f, \tag{2.9}$$

где f дана в мегагерцах.

При распространении электромагнитной волны в идеальном диэлектрике ($\sigma=0$) с относительной диэлектрической проницаемостью ε_r и относительной магнитной проницаемостью μ_r скорость распространения

$$v = 1/\sqrt{\mu\varepsilon} = c/\sqrt{\mu_r \varepsilon_r} = c/n, \tag{2.10}$$

где $n=\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}$ — *коэффициент преломления среды*; для обычных сред $n \geqslant 1$.

Длина волны в идеальном диэлектрике меньше длины волны в свободном пространстве ($\lambda \leqslant \lambda_0$) и определяется по формуле

$$\lambda = \lambda_0/n = c/f\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}. \qquad (2.11)$$

На рис. 2.2 схематично показано изменение длины волны при переходе от свободного пространства к диэлектрику.

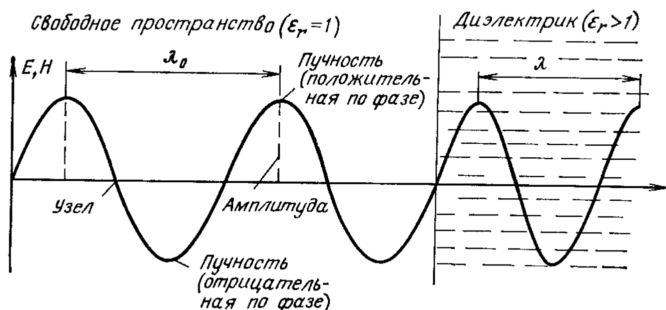


Рис. 2 2. Условное изображение плоской волны, распространяющейся в свободном пространстве и диэлектрнке

Для обычных сред $\mu_r=1$. Поэтому соотношение (2.11) можно упростить (λ дана в метрах, f — в мегагерцах):

$$\lambda = \lambda_0/\sqrt{\varepsilon_r} = K\lambda_0 = 300\,K/f, \qquad (2.12)$$

где K — коэффициент замедления. Например, длина волны, равная в свободном пространстве $\lambda_0=10$ м, при распространении в воде ($\varepsilon_r=80$) составит $\lambda=\lambda_0/\sqrt{80}=1{,}11$ м.

Расстояние между двумя точками можно выразить числом длин волн

$$r = x\lambda. \qquad (2.13)$$

Очень часто в антенной техннке используется еще один параметр, иазываемый *волновым числом* или фазовой постоянной и представляющий собой отношение 2π к длине волны, т. е.

$$k = 2\pi/\lambda = \omega\sqrt{\varepsilon\mu} = \omega/v, \qquad (2.14)$$

где k дано в радианах иа метр.

Очевидно, что для свободного простраиства

$$k = 2\pi/\lambda_0 = 2\pi f/c. \qquad (2.15)$$

Умножив обе части уравнения (2.13) на (2.15), получим расстояние между двумя точками, выраженное в радианах:

$$kr = 2\pi x. \qquad (2.16)$$

Пример: при длине волны $\lambda=2$ м и расстоянии между двумя точками $r=0{,}25$ м можно с помощью формулы (2.13) получить, что $x=1/8$. Это же расстоянне, выраженное в раднанах, равно $kr=\pi/4$, что соответствует расстояннию в градусах $kr=45°$.

В диэлектрике с потерями в формулу (2.10) следует подставить вместо ε_r значение ε'_r, определенное по формуле (2.5). В результате получим, что в среде с потерями скорость распространения зависит от частоты. Такие среды называются *дисперсионными*. Этн среды читателю хорошо известны из оптики. Например, стеклянная призма «расщепляет» световую волну. Дисперсия возникает в линнях передачи, а также при прохождении радноволн через такие среды, как ионосфера, поверхность земли и т. п Необыкновенно сильная дисперсия наблюдается в газовых средах при резонансах, вызванных совпадением частоты радиоволны с собственной частотой молекул газа.

В случае, когда длина волны $\lambda \gg \varepsilon_r/60\sigma$, свойства среды становятся сходными со свойствами проводника. В противоположном случае, т. е. когда $\lambda \ll \varepsilon_r/60\sigma$, среда обладает свойствами диэлектрика. Для сухой почвы первое условие соответствует диапазону коротких волн, для морской волны — диапазоиу УКВ, а для ионосферы (в зависимости от степени ионизации) — днапазону средних или коротких волн.

В дисперсионных средах следует различать три различные скорости: волновую v, фазовую $v_ф$ и групповую $v_г$.

В радиосвязи в качестве носителя информации используется волна несущей частоты. Сама по себе эта волна не передает информации. Информация заключена в изменениях ее параметров: амплитуды, частоты и фазы.

При прохождении импульса радиоволны через дисперсионную среду из-за различия в скоростях распространения различных синусоидальных компонент (из которых, собственно говоря, и состоит импульс) происходит искажение формы импульса (рис. 2.3). Более подробную информацию по этому вопросу можно найти в гл. 4, а также в литературе [1, 3 и 4].

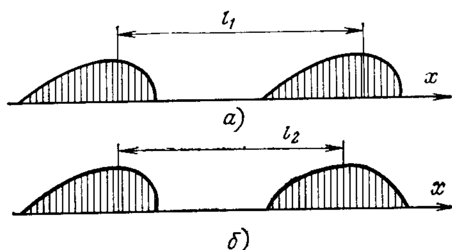


Рис. 2.3. Искажение формы импульса при прохождении волны через дисперсионную среду:
а — недисперсионная;
б — дисперсионная среда

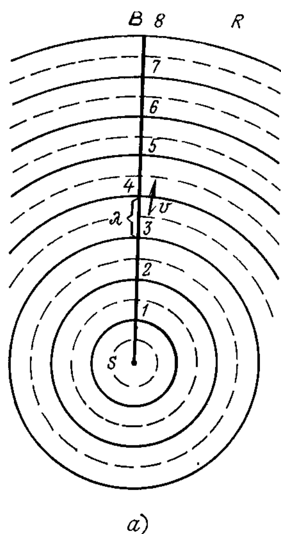
Волновая, фазовая и групповая скорости. *Волновая скорость* v — скорость, определенная уравнением (2.10). Для синусоидальной волны точка постоянной фазы перемещается по лучу в направлении распространения волны с волновой скоростью v.

Фазовая скорость $v_ф$ — скорость перемещения точки с постоянной фазой, перемещение которой не обязательно совпадает с направлением распространения волны. Фазовая скорость равна или больше волновой скорости: $v_ф \geqslant v$.

Групповая скорость $v_г$ — скорость перемещения энергии и информации, содержащейся в волне несущей частоты. Ее значение находится в пределах $0 \leqslant v_г \leqslant v$.

Понятия фазовой и групповой скоростей связаны с дисперсионными свойствами среды и играют большую роль при анализе некоторых антенн.

Предположим, что источник S излучает электромагнитную волну частотой f. На рис. 2.4*а* показано, каким образом происходит распространение волны от источника: Сплошными линиями показаны фазовые фронты, отличающиеся друг от друга на 2π, а пунктирными линиями — фазовые фронты, фаза которых отличается от фазы первых фронтов на π. Точка B отстоит от источника S на расстоянии $R=m\lambda$ (на рисунке $m=8$). Волна от источника S достигает точки B за время $t_1=R/v=m\lambda/v$. В данной ситуации скорость v совпадает с фазовой скоростью $v_ф$.



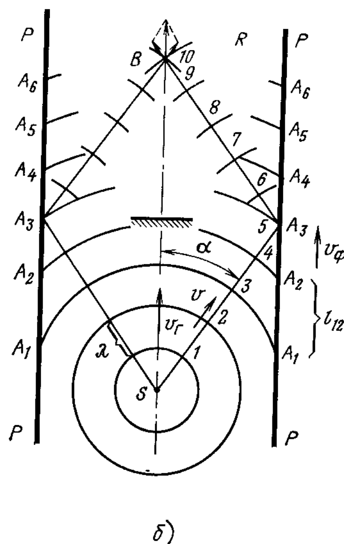


Рис. 2.4. Распространение радиоволны:
а — в свободном пространстве, *б* — в среде, ограниченной двумя экранами $P—P$

Теперь установим на пути распространения волны SB препятствие, не пропускающее прямую волну (рис. 2.4*б*). Дополнительно установим по обе стороны от прямой SB два экрана, перпендикулярные плоскости R и целиком отражающие волну. Энергия, излученная источником S под углом α в направлении экранов, после отражения в точках A_3 проходит в точку B. В точке B обе волны складываются и их равнодействующая в направлении SB такова, как если бы преграды не было.

Рассмотрим теперь явления, происходящие на поверхностях экранов $P — P$. Очередные гребни волн частотой f и длиной λ достигают одновременно нескольких точек A_1, A_2, A_3, A_4, ... поверхности $P—P$. Расстояния между этими точками составляют l_{12}, l_{23}, l_{34}, ... соответственно. Из рисунка видно, что $l_{12}>l_{23}>l_{34}$ и т. д. Напомним, что частота колебания для любой точки на поверхности экранов постоянна.

В начальный момент времени до точки A_3 дойдет гребень волны, обозначенный на рисунке цифрой *5*, до точки A_4 — гребень *6*. Через время $T=1/f$ до точки A_3 дойдет гребень *4*, а до точки

A_4 — гребень 5. Следовательно, за время T гребень 5 прошел вдоль поверхности экрана $P-P$ отрезок l_{34} со скоростью $v_{ф34} = l_{34}/T = l_{34}f$. Это и есть фазовая скорость. Можно просто показать, что

$$v_ф = v/\cos\alpha. \quad (2.15а)$$

Заметим, что эга скорость различна в разных местах экрана и при $\alpha \to 0$ приближается к волновой скорости v.

Понятие фазовой скорости можно проиллюстрировать, рассмотрев распространение волн на воде. Предположим, что линня $P-P$ есть линия берега моря. По морю бежит волна, падающая на берег под углом α Предположим также, что перед нами стоиг такая задача: во-первых, плыть строго вдоль прямой линии берега и, во-вторых, удерживаться все время на гребне волны. Рассмотрим ряд случаев. Первая ситуация: волна перпендикулярна линии берега, т. е. $\alpha=90°$. Для того чтобы выполнить сформулированную выше задачу, необходимо плыть вдоль линии берега с бесконечно большой скоростью. Вторая ситуация: волна параллельна линии берега, т. е $\alpha=0°$. Теперь для того чтобы выполнить ту же задачу, достаточно плыть со скоростью перемещения волны. Первая ситуация является аналогом распространения с бесконечно большой фазовой скоростью, а вторая — с фазовой скоростью, равной скорости перемещения.

Перейдем теперь к рассмотрению луча, отраженного от точки A_3. Из физики (в частности, из оптики) хорошо известно, что угол падения равен углу отражения. Поэтому можно записать, что $SA_3=A_3B$. На каждом отрезке полупути укладывается n длин волн, т. е. на всем пути — $2n$ длин волн (на рисунке $n=5$). Ранее на прямом пути умещалось m длин волн и этот путь волна проходила за время $t_1=m\lambda/v$ (рис. 2.4*а*). При переотражении время распространения составляет $t_2=n\lambda/v$, а так как $m<n$, то $t_2>t_1$. Скорость распространения волны от точки S до точки B равна $v_г=SB/t_2$. Можно легко показать, что групповая скорость

$$v_г = v\cos\alpha. \quad (2.15б)$$

Из приведенной формулы следует, что значение групповой скорости завнсит от угла α, и в предельных случаях групповая скорость может быть равна волновой скорости ($v_г=v$) или нулю ($v_г=0$).

Из формул (2.13) и (2.14) следует, что

$$v_г v_ф = v^2. \quad (2.15в)$$

Различные виды электромагнитных волн. *Сферической волной* называется волна, для которой поверхности равных фаз (эквифазовые поверхности) представляют собой поверхности концентрических сфер, центр которых совмещен с источником излучения. Сферическая волна является одним из решений волнового уравнения (однако она не является решением уравнения Максвелла) Это вытекает из того обстоятельства, что нельзя физически реализовать нсточник, который излучал бы энергию с одинаковой интенсивностью по всем направлениям. Отметим, что такой источник, излучающий сферическую волну, называется изотропным (рис 2 5*а*).

Введение понятия источнника сферической волны является весьма полезным. Например, используя его, можно достаточно просто объяснить *принцип Гюйгенса*, согласно которому каждая точка

пространства, в котором существует электромагнитное поле, является источником сферической волны. На достаточно большом расстоянии от источника сектор поверхности сферической волны можно рассматривать как плоскую волну.

Плоской волной называется волна, для которой эквифазовые поверхности являются плоскостями.

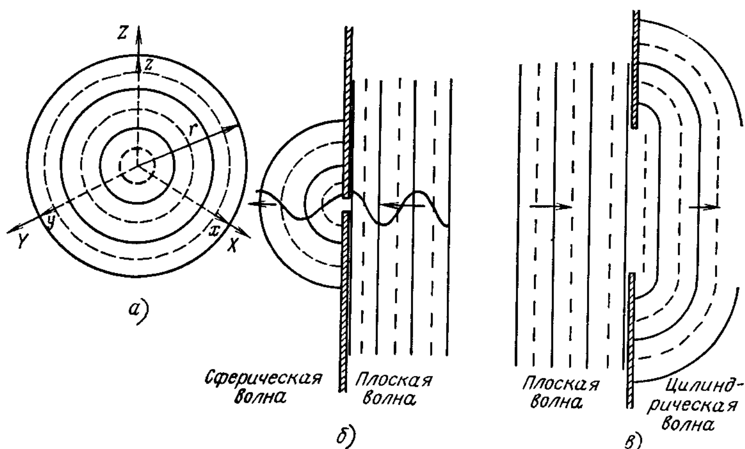


Рис. 2.5. Дифракция волны:
а — сферическая волна; *б* — дифракция плоской волны на малом круглом отверстии в экране (отверстие является источником сферической волны); *в* — дифракция плоской волны на узкой щели в экране (щель является источником цилиндрической волны)

Произвольная волна, например плоская, падая на экран с небольшим отверстием (рис. 2.5*б*), создает за ним вторичную сферическую волну (принцип Гюйгенса). Изменение формы волны является в данном случае необратимым процессом.

Несколько другая ситуация возникает при падении плоской волны на экран с протяженным отверстием (рис. 2.5*в*). В данном случае за экраном возникает цилиндрическая волна. Процесс трансформации одного типа волны в другой необратим и в этом случае.

Приведенный качественный анализ преобразования одного типа волны в другой может оказаться весьма полезным при изучении некоторых типов антенн.

Компоненты поля и энергии электромагнитной волны. Свойства электромагнитной волны целиком и полностью описываются уравнениями Максвелла. Эти уравнения позволяют, в принципе, при произвольном характере распределения тока в антенне определить характер электромагнитного поля в ближней и дальней зонах и тем самым предсказать величину сигнала в приемной антенне. Эти уравнения рассмотрены в литературе [1—5].

Элементарный электрический диполь. Наипростейшей антенной, удовлетворяющей уравнениям Максвелла, является элементарный электрический диполь, называемый еще диполем Герца. Он представляет собой два электрических заряда $+q$ и $-q$, находящихся на небольшом расстоянии друг от друга (рис.

2.6*а*). Такой диполь можно рассматривать как эквивалент элемента электрического тока $I = \mathrm{i}\omega q$. Физическую модель элементарного электрического диполя можно представить в виде двух отрезков проводника, к середине которых подано питание, а длина которых много меньше длины волны ($l \ll \lambda$), причем концы проводников на-

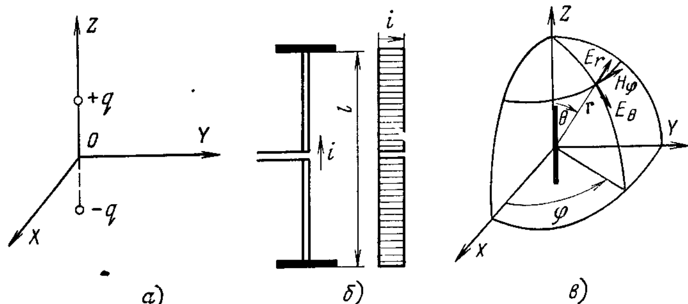


Рис. 2.6. Элементарный электрический диполь:
а — модель диполя, состоящего из двух зарядов q; *б* — диполь Герца; *в* — пространственные составляющие электромагнитного поля в сферической системе координат

гружены большими емкостями (рис. 2.6*б*). Ток, протекающий в такой антенне, имеет во всех ее точках одинаковую плотность.

Дипольный момент такого излучателя

$$p = ql = Il/\mathrm{i}\,\omega \qquad (2.16а)$$

имеет только одну составляющую, ориентированную вдоль оси Z (рис. 2.5*в*).

Если использовать формулы для определения напряженностей электрического и магнитного полей, вытекающие из уравнений Максвелла и соответствующие рассматриваемому стороннему источнику электрического тока, то можно показать, что компоненты искомых векторов E и H в сферической системе координат выражаются следующими формулами:

$$E_r = \frac{2Il}{4\pi}\,\frac{k^3}{\omega\varepsilon}\left[\frac{1}{(kr)^2} - \frac{\mathrm{i}}{(kr)^3}\right] e^{-\mathrm{i}kr}\cos\theta; \qquad (2.17а)$$

$$E_\theta = \frac{Il}{4\pi}\,\frac{k^3}{\omega\,\varepsilon}\left[\frac{\mathrm{i}}{kr} + \frac{1}{(kr)^2} - \frac{\mathrm{i}}{(kr)^3}\right] e^{-\mathrm{i}kr}\sin\theta; \qquad (2.17б)$$

$$H_\varphi = \frac{Il}{4\pi}k^2\left[\frac{\mathrm{i}}{kr} + \frac{1}{(kr)^2}\right] e^{-\mathrm{i}kr}\sin\theta, \qquad (2.17в)$$

$$E_\varphi = H_r = H_\theta = 0. \qquad (2.17г)$$

В приведенных выражениях множитель $e^{-\mathrm{i}kr}$ определяет фазовое изменение компоненты поля вдоль направления r, а множитель $\cos\theta$ или $\sin\theta$ — амплитудное изменение поля при изменении полярного угла θ, отсчитываемого от оси Z (рис. 2.6*в*). Отсутствие в приведенных формулах зависимостей от азимутального угла φ означает, что данные компоненты имеют круговую симметрию относительно оси Z.

Приведенные формулы позволяют определить компоненты E и H поля диполя для любых расстояний r от источника. Рассмотрим теперь, каким образом видоизменяются эти формулы при перемещении точки наблюдения, точнее при изменении величины kr.

Если точка наблюдения находится на таком расстоянии от диполя, при котором справедливо соотношение $kr \ll 1$, то существенными для определения компонент E и H электромагнитного поля излучения диполя становятся слагаемые, учитывающие только изменение множителей $(kr)^{-3}$ в формулах (2.17а, б) и множителя $(kr)^{-2}$ в формуле (2.17в). При этих условиях, определяющих ближнюю зону излучения, можно пренебречь изменением фазового множителя e^{-ikr} и записать:

$$E_r = -i\,(I\,l/2\,\pi\varepsilon\,r^3)\cos\theta; \qquad (2.18а)$$

$$E_\theta = -i\,(I\,l/2\,\pi\varepsilon\,r^3)\sin\theta; \qquad (2.18б)$$

$$H_\varphi = (Il/4\pi r^2)\sin\theta. \qquad (2.18в)$$

Остальные компоненты векторов **E** и **H**, как и раньше, равны нулю.

Приведенные формулы позволяют выявить следующие свойства полей излучения диполя в ближней зоне:

1. Амплитуда напряженности электрического поля, создаваемого элементарным электрическим диполем, равна амплитуде напряженности электрического поля, создаваемого статистическим диполем, образованным двумя зарядами $+q$ и $-q$, разнесенными на расстояние l вдоль оси Z и расположенными в среде с диэлектрической проницаемостью ε.

2. Амплитуда напряженности магнитного поля, создаваемого элементарным электрическим диполем, равна амплитуде напряженности магнитного поля, создаваемого постоянным током, протекающим в проводнике длиной l (т. е. такой же длины, как и у элементарного диполя), имеющем ту же самую амплитуду, что и ток в элементарном диполе.

3. Между векторами **E** и **H** существует фазовый сдвиг, близкий к 90°.

Ближнюю зону излучения элементарного диполя часто называют зоной индукции. Примером ближней зоны может служить пространство, ограничивающее активный элемент антенны типа «волновой канал».

Зона излучения диполя, характеризуемая расстоянием $kr = 1$, называется средней зоной, или френелевской зоной дифракции. Для этой зоны нельзя пренебречь каким-либо слагаемым в формулах (2.17).

Зона излучения, характеризуемая расстоянием r, для которого справедливо условие $kr \gg 1$, носит название дальней зоны. При принятом условии можно вновь упростить формулы (2.17), оставляя в них только слагаемые, пропорциональные $(kr)^{-1}$. В результате получим·

$$E_\theta = i\,\frac{Il}{4\pi}\,\frac{\omega\mu}{r}\,e^{-ikr}\sin\theta;$$

$$H_\varphi = i\,\frac{I\,l}{4\pi}\,\frac{\omega\sqrt{\mu\,\varepsilon}}{r}\,e^{-ikr}\sin\theta. \qquad (2.19)$$

Остальные компоненты поля диполя в дальней зоне равны нулю, т. е. $E_r = E_\varphi = H_r = H_\theta = 0$.

Учитывая взаимосвязь, заданную формулой $\omega\mu = 240\pi^2/\lambda$, можно записать:

$$E_\theta = \mathrm{i}\,\frac{60\,\pi\,I\,l}{\lambda\,r}\,\mathrm{e}^{-\mathrm{i}\,kr}\sin\theta. \qquad (2.19а)$$

Анализ структуры полей в дальней зоне излучения показывает следующее.

1. Напряженность поля обратно пропорциональна расстоянию r от источника до точки наблюдения.

2. Векторы напряженности электрического и магнитного полей взаимно перпендикулярны и перпендикулярны направлению распространения волны.

3. Напряженности полей излучения зависят от частоты, длины диполя, амплитуды тока и параметров среды распространения.

4. Между амплитудами E и H существует взаимосвязь:

$$E_\theta = H_\varphi\sqrt{\mu/\varepsilon} = RH_\varphi, \qquad (2.20)$$

где R — волновое сопротивление среды. Для свободного пространства волновое сопротивление

$$R_0 = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0} = 120\,\pi = 376{,}7\ \text{Ом}. \qquad (2.21)$$

Элементарный магнитный диполь. Рассматривая вместо элементарного электрического диполя элементарный магнитный диполь, можно получить аналогичные формулы (2.16) выражения для определения структуры излучаемого электромагнитного

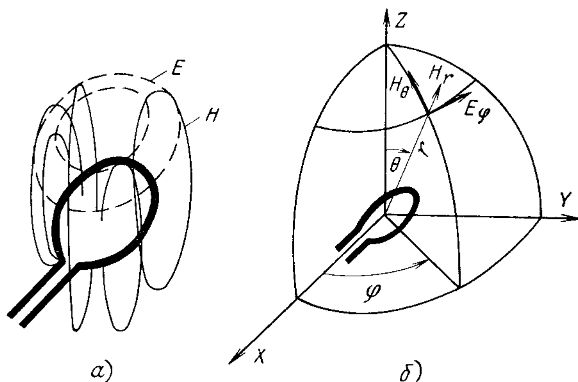


Рис. 2.7. Элементарный магнитный диполь:
а — физическая модель; *б* — пространственные составляющие электромагнитного поля

поля. Физическим аналогом элементарного магнитного диполя является петлевой вибратор (петля тока), периметр которого значительно меньше длины волны (рис. 2.7).

Аналогично электрическому моменту $p_э$, рассмотренному нами при анализе элементарного электрического диполя, введем понятие

магнитного момента m, зависящего от тока I, площади петли s и магнитной проницаемости среды μ:

$$m = \mu I s. \qquad (2.22)$$

В соответствии с принципом двойственности, известным из теории электродинамики, формулы (2.16)—(2.20), полученные для описания структуры поля элементарного электрического диполя, пригодны и для описания структуры поля излучения элементарного магнитного диполя. Для этого необходимо в формулах вместо $p_э$ написать m, а E и H поменять местами. Более подробно данная процедура изложена в работах [1, 6—8].

На практике в качестве магнитных диполей могут быть использованы петлевые или рамочные антенны, сторона которых значительно меньше длины волны. Идентичными характеристиками излучения обладают также щелевые антенны, прорезанные в бесконечном экране и возбуждаемые сторонним переменным электрическим полем.

Электрический диполь создает так называемую Е-волну, для которой характерно, что $E_r \neq 0$, а $H_r = 0$. Магнитный диполь создает H волну, которая характеризуется условиями: $E_r = 0$, а $H_r \neq 0$ Сказанное справедливо для ближней и френелевской зон излучения. Для дальней зоны излучения, где $H_r = E_r = 0$ для обоих диполей, структура излученного поля описывается Т-волной.

Для того чтобы перейти от частных гипотетических случаев, к которым относятся элементарные электрические и магнитные диполи, к более общему случаю, введем понятие элементарной поверхности излучения s (апертуры), линейные размеры которой значительно меньше длины волны (рис. 2.8). Поле возбуждения

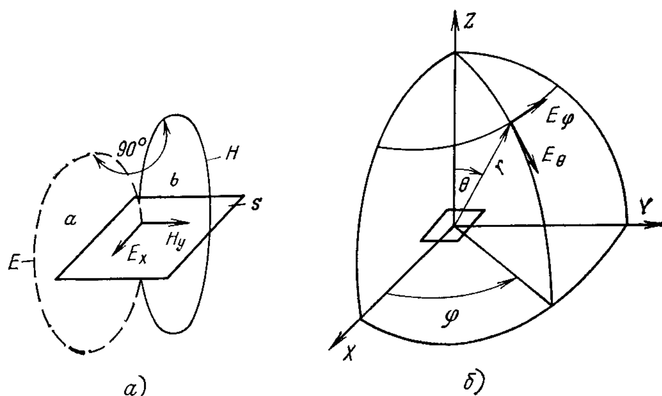


Рис. 2.8. Элементарная апертура:
а — физическая модель; *б* — пространственные составляющие электромагнитного поля (для $r > \lambda$); a, $b \ll \lambda$, $s = ab \ll \lambda^2$

элементарной поверхности s задано векторами $\mathbf{E}_x$ и $\mathbf{H}_y$. В случае свободного пространства, т. е. если для $\mathbf{E}_x$ и $\mathbf{H}_y$ справедливо соотношение $\mathbf{E}_x = 120\pi \mathbf{H}_y$, поле излучения элементарной поверхности в дальней зоне излучения определяется по формулам

$$E_\varphi = i E_x (1 + \cos\theta) \sin\varphi \frac{s}{\lambda r} e^{-ikr};$$

$$E_\theta = -\mathrm{i}\,\dot{E}_x(1+\cos\theta)\cos\varphi\frac{s}{\lambda r}e^{-\mathrm{i}kr}. \qquad (2.23)$$

Данные соотношения потребуются в дальнейшем при анализе и проектировании конкретных антенн апертурного типа.

Энергия электромагнитного поля. Энергия распространяющейся электромагнитной волны не зависит от способа возбуждения волны, а определяется только напряженностями E и H в точке наблюдения $O(r, \theta, \varphi)$. В соответствии с законами электродинамики характеристикой, пропорциональной мощности распространяющейся волны, служит вектор Умова — Пойнтинга

$$\mathbf{P} = \mathbf{E}\mathbf{H}. \qquad (2.24)$$

Вектор Умова — Пойнтинга характеризует поток электромагнитной энергии, проходящей через единичную поверхность в единицу времени. Так как и поле E, и поле H изменяются во времени по синусоидальному закону и имеют одинаковую фазу колебания, то и амплитуда вектора $\mathbf{P}$ будет определяться простым перемножением амплитуд векторов $\mathbf{E}$ и $\mathbf{H}$ (рис. 2.9). Принимая во внимание формулу (2.20), получим

$$P = \left(E_\theta^2/R\right)\sin^2 kr. \qquad (2.25)$$

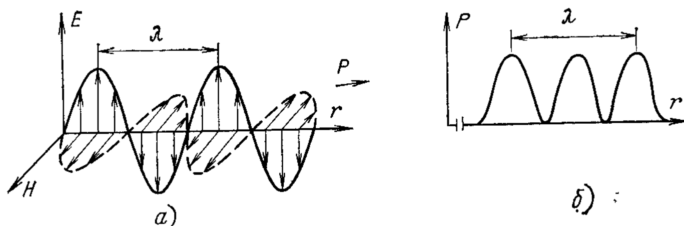


Рис. 2.9. Изменение векторов E, H и P при распространении электромагнитной волны:
а — взаимная ориентация в пространстве векторов E, H и P; *б* — изменение вектора P в пространстве

Если поместить изотропный излучатель N с мощностью излучения P_0 в центр сферы (рис. 2.10), то для произвольной точки $O(r, \theta, \varphi)$, лежащей на поверхности сферы, найдем, что плотность потока мощности, проходящей через эту точку,

$$p_i = P_0/4\pi r^2. \qquad (2.26)$$

Отсюда следует, что плотность потока мощности, проходящей через точку наблюдения, обратно пропорциональна квадрату расстояния от точки наблюдения до источника.

Следует вспомнить, что изотропный источник является гипотетическим источником, для которого, как показывает данный анализ, плотность потока мощности не зависит от сферических координат точки наблюдения. На самом деле распределение излучаемой антенной мощности электромагнитного поля не является однородным, и реальное значение p может быть меньшим, равным или большим p_i. Реальное значение p следует определять по формуле (2.24), подставляя в нее истинные значения E и H, зави-

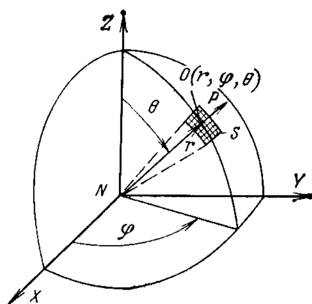


Рис. 2.10. К определению плотности потока мощности, проходящей через площадку S

сящие от координат точки наблюдения $O(r, \varphi, \theta)$. Так, например, для элементарных диполей значения E и H определяются по формулам (2.19), а для сложных антенн — по формулам, которые приведены в § 2.3.

Из приведенной ранее формулы (2.24) следует, что для определения P необходимо знать как E, так и H. Однако на практике достаточно ограничиться знанием только одной величины (или E, или H), а вторую найти с помощью формулы (2.20).

Достаточно просто получить формулу, связывающую мощность излучения изотропного источника P_0 с действующим значением напряженности электрического поля $E_д$, возбуждаемого источником на расстоянии r:

$$E_д = \sqrt{30 P_0}/r \qquad (2.27а)$$

(где $E_д$ дана в вольтах на метр), либо

$$E_д = 175 \sqrt{P_0}/r, \qquad (2.27б)$$

где $E_д$ дана в милливольтах на метр, P_0 — в киловаттах, а r — в километрах.

Амплитуда напряженности этого поля

$$E = \sqrt{60 P_0}/r, \qquad (2.27в)$$

где E имеет размерность вольт на метр.

Для элементарного диполя (см. рис. 2.6) мощность излучения

$$P_{изл} = 80\,\pi^2 (l/\lambda)^2 I^2 = R_{изл}\, I^2, \qquad (2.28)$$

где $R_{изл} = 80\pi^2 (l/\lambda)^2$ — сопротивление излучения диполя.

На практике любая антенна, в том числе и электрический диполь, не обладает однородностью излучения. В точке наблюдения $O(r, \varphi, \theta)$ плотность мощности электромагнитной волны p будет отличаться от аналогичной характеристики p_i, соответствующей гипотетическому изотропному источнику. Рассмотрим отношение этих величин, т. е.

$$D = p/p_i, \qquad (2.29)$$

называемое *коэффициентом направленного действия* антенны (по отношению к изотропному излучателю). Введенный таким образом коэффициент направленного действия D всегда используется для расчета характеристик линий радиосвязи. Расчет коэффициента направленного действия реальных антенн будет проведен ниже.

Для приемной антенны важным параметром является действующее значение $E_д$. Этот параметр легко определить по формуле

$$E_д = \sqrt{D}\, E_i, \qquad (2.30)$$

где D — коэффициент направленного действия антенны; E_i — напряженность поля, создаваемого изотропным источником с мощностью P.

Поляризация электромагнитной волны. На рис. 2.6 и 2.7 была показана структура электромагнитных полей излучения элементарных электрических и магнитных диполей. Для каждого из них лишь одна компонента электрического поля (или E_θ, или E_φ) отлична от нуля. На рис. 2.8 показан более общий случай, а именно, элементарный поверхностный источник излучения.

В общем случае в точке наблюдения $O(r, \varphi, \theta)$ напряженность электрического поля имеет две взаимно перпендикулярные компоненты E_θ и E_φ. Проведем через точку $O(r, \varphi, \theta)$ плоскость S, нормальную к направлению распространения волны. Векторы $\mathbf{E}_\theta$ и $\mathbf{E}_\varphi$ лежат в данной плоскости (рис. 2.11*а*). Мгновенные значения составляющих векторов меняются во времени по синусоидальному закону:

$$E_\theta = a_\theta \sin(\omega t - kr); \tag{2.31а}$$

$$E_\varphi = a_\varphi \sin(\omega t - kr + \delta). \tag{2.31б}$$

Амплитуды a_θ и a_φ зависят как от координат точки $O(r, \theta, \varphi)$, так и от характеристик излучения передающей антенны. В общем случае могут быть следующие ситуации: 1) — $a_\theta = a_\varphi$; 2) — $a_\theta \lesseqgtr a_\varphi$; 3) — $a_\theta = 0$, $a_\varphi \neq 0$; 4) — $a_\theta \neq 0$, $a_\varphi = 0$.

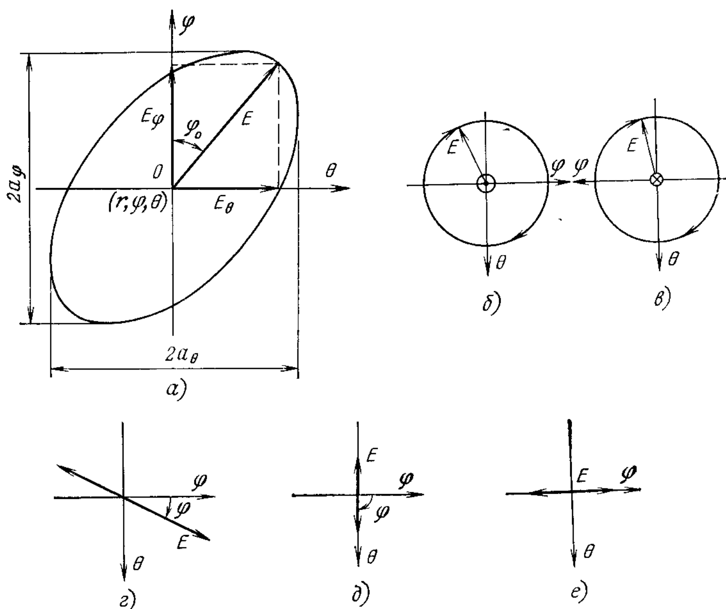


Рис. 2.11. Поляризация электромагнитной волны:
а — эллиптическая поляризация, *б* — принятое в оптике определение правосторонней круговой поляризации (волна распространяется на наблюдателя); *в* — принятое в радиотехнике определение правосторонней круговой поляризации (волна распространяется от наблюдателя); *г* — произвольная линейная поляризация; *д* — вертикальная поляризация; *е* — горизонтальная поляризация

Обе компоненты изменяются во времени с угловой скоростью ωt. Из формул (2.31) следует, что изменение координаты r точки наблюдения приводит к одинаковому изменению фазы обеих компонент. Поэтому учетом этого фактора в дальнейшем пренебрежем и будем анализировать только влияние постоянного фазового сдвига, определяемого углом δ.

Значение угла δ зависит как от координат точки $O(r, \varphi, \theta)$, так и от характеристик излучения передающей антенны. Результирующий вектор напряженности электрического поля **E** в точке $O(r, \varphi, \theta)$ определяется суммой векторов $\mathbf{E}_\theta$ и $\mathbf{E}_\varphi$

Изменение ориентации вектора **E** обусловливает поляризационные свойства распространяющейся электромагнитной волны. В общем случае вектор **E** может изменять во времени свою ориентацию, вращаясь относительно точки O и изменяя при этом свою амплитуду. В этом случае конец вектора описывает эллипс (на рис. 2.11*а*). Большая ось эллипса наклонена относительно оси φ на угол φ_0, значение которого согласно [8] определяется по формуле

$$\varphi_0 = \frac{1}{2} \operatorname{arctg} \left[\frac{2 a_\theta a_\varphi}{a_\varphi^2 - a_\theta^2} \cos\delta \right]. \tag{2.32}$$

Рассмотренный пример иллюстрирует эллиптическую вращающуюся поляризацию электромагнитной волны. Направление вращения вектора **E** может происходить от оси θ к оси φ или наоборот — от оси φ к оси θ, что определяется значением угла δ.

Например, если наблюдатель расположен в источнике излучения и смотрит вдоль направления распространения волны и для него перемещение вектора **E** от оси θ до оси φ совпадает с направленнем перемещения часовой стрелки, то для наблюдателя, расположенного на линии распространения волны и смотрящего на источник излучения, направление вращения вектора **E** будет противоположным направлению перемещения часовой стрелки.

В радиотехнике принято следующее определение: электромагнитная волна имеет поляризацию с правосторонним вращением, если угловое перемещение вектора **E**, наблюдаемое из источника по направлению распространения волны, совпадает с перемещеиием часовой стрелки (рис. 2.11*в*). Отметим, что знание направления вращения поляризации крайне важно при проектировании радиолиний с антеннами вращающейся поляризации, а также при анализе особых условий распространения радиоволн.

В частном случае, когда $a_\varphi = a_\theta$ и угол $\delta = m\pi/2$ ($m = 1, 3, 5, \ldots$), наблюдается круговая поляризация. Направление вращения поляризации определяется значением угла δ (рис. 2.11*б,в*).

В другом случае, когда $\delta = m\pi$ ($m = 1, 2, 3, \ldots$), результирующий вектор **E** изменяется вдоль одного направления, что соответствует линейной поляризации волны (рис. 2.11*г*). Поворот вектора **E** относительно оси φ на угол φ_0 зависит от a_θ и a_φ:

$$\operatorname{tg}\varphi_0 = (-1)^m (a_\theta / a_\varphi), \quad \text{где} \quad m = 1,2,3\ldots \tag{2.33}$$

В частном случае, когда $a_\varphi = 0$ и, следовательно, $\varphi_0 = 90°$, наблюдается вертикальная поляризация, а напряженность электрического поля обозначается $E_в$. Такая ситуация соответствует, например, волне, возбуждаемой вертикальным диполем.

Если же $a_\theta=0$ и, следовательно, $\varphi_0=m\pi$, где $m=0, 1, 2, ...$, то поляризация горизонтальная, а напряженность электрического поля обозначается $E_г$. Такая ситуация соответствует, например, волне, возбуждаемой горизонтальным вибратором

В случае использования более сложной антенны вид поляризации может меняться при изменении координат точки наблюдения, что иллюстрирует рис. 2.12

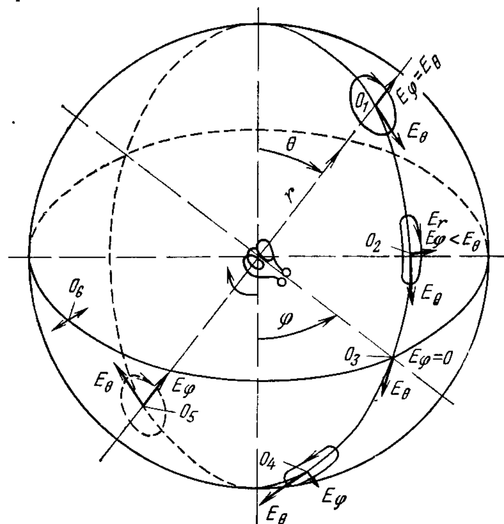


Рис. 2.12. Изменение вида поляризации излучения в зависимости от координаты точки наблюдения (θ, φ):
O_1 — круговая левосторонняя поляризация; O_2 — эллиптическая левосторонняя поляризация; O_3 — линейная вертикальная поляризация; O_4 — эллиптическая правосторонняя поляризация; O_5 — круговая правосторонняя поляризация; O_6 — диагональная поляризация

Эллиптическую поляризацию электромагнитной волны принято характеризовать *коэффициентом эллиптичности поляризации*, который определяется отношением длин большой и малой осей эллипса и выражается в децибелах. Для круговой поляризации коэффициент эллиптичности равен 0 дБ.

Явление поляризации можно интерпретировать либо как сложение двух линейных векторов $\mathbf{E}_\theta$ и $\mathbf{E}_\varphi$ (как мы и поступали), либо как сложение двух векторов с круговой поляризацией, имеющих противоположное направление вращения [9]. На практике последнее свойство можно использовать для анализа поляризационных характеристик электромагнитной волны, применяя две антенны с круговыми поляризациями, отличающимися друг от друга только направлением вращения.

При распространении радиоволн может возникнуть ситуация, когда волна переотражается от каких-либо препятствий. При этом может измениться плоскость поляризации, о чем подробно сказано в работе [31].

2.2. Линии питания

Параметры линии питания. Электромагнитная волна может распространяться или в свободном пространстве, или вдоль линии передачи. В данном параграфе рассмотрим вопрос о распространении электромагнитной волны в линиях питания.

Следует различать длинные и короткие (в электрическом смысле) линии питания. Для первых характерно то, что их длина l сравнима или превышает длину волны λ электромагнитного колебания, а для вторых длина линии l меньше длины волны.

При анализе линий питания будем рассматривать их как набор элементарных отрезков линии длиной Δl, обладающих индуктивностью ΔL, емкостью ΔC, сопротивлением ΔR и проводимостью ΔG. На рис. 2.13*а* приведена схема линии питания, имеющей длину l, на рис 2.13*б* — ее эквивалентная схема, на рис 2.13*в* — схема четырехполюсника, который является эквивалентом элементарного отрезка Δl линии питания.

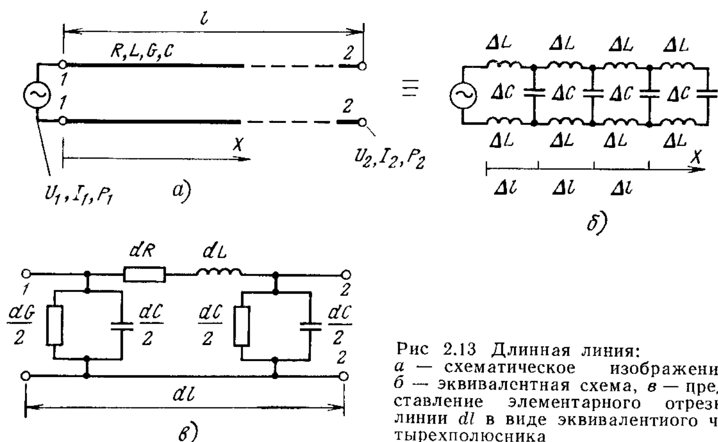


Рис 2.13 Длинная линия:
а — схематическое изображение; *б* — эквивалентная схема, *в* — представление элементарного отрезка линии dl в виде эквивалентного четырехполюсника

Удельное сопротивление линии R_l, Ом/м, представляет собой сопротивление линии, приходящееся на единицу длины. Этот параметр зависит от материала, из которого изготовлена линия питания, частоты колебания (эффект поверхностного тока), а также учитывает взаимодействие отдельных проводников линии питания.

Удельная индуктивность линии L_l, Гн/м, представляет собой индуктивность линии L, приходящуюся на единицу длины линии. Этот параметр сильно зависит от конструкции линии и в слабой мере от частоты. Значение этого параметра, как правило, поддается точному расчету.

Удельная емкость линии C_l, Ф/м, представляет собой емкость линии C, приходящуюся на единицу длины линии Этот параметр определяется конструкцией линии. В частности, для двухпроводной линии удельная емкость определяется диаметром проводов, расстоянием между ними, а также диэлектрической проницаемостью среды. Диэлектрическая проницаемость ε_r среды слабо зависит от частоты

Удельная проводимость линии G_l, 1/Ом·м, характеризует потери, приходящиеся на единицу длины линии Этот параметр зависит от частоты и материала среды, в которой расположена линия питания:

$$G_l = \omega C_l \operatorname{tg} \delta, \qquad (2.34)$$

где $\operatorname{tg}\delta$ — тангенс угла диэлектрических потерь. Значение этого параметра для некоторых наиболее употребительных сред приведено в табл. 2.2.

ТАБЛИЦА 2.2

Параметры некоторых изоляционных материалов

Материал	ε_r	K	$\operatorname{tg}\delta\cdot10^3$
Тефлон	2,1	0,69	0,2
Парафин	2,2	0,67	0,5—1
Полиэтилен	2,26	0,66	0,2
Пенистый полиэтилен	1,5	0,86	0,03
Полистирол	2,5	0,63	0,3—0,6
Плексиглас	2,7	0,61	7
Дерево (береза)	2,5	0,63	40
Резина	2,4—3	0,60	15—18
Поливинил	2,8	0,60	8—20
Кварцевое стекло	3,5	0,53	0,35
Стекло	5—10	0,3—0,4	0,6—15
Бакелит	4	0,50	38
Фарфор	5	0,45	7—8
Слюда	7	0,38	0,2
Титанат бария	5000	—	15

Рассмотренные выше параметры являются первичными параметрами линии и их знание необходимо для вычисления основных параметров линии питания.

Волновое сопротивление линии Z_0, Ом, является одним из основных параметров линии питания. В общем виде волновое сопротивление носит комплексный характер и его взаимосвязь с первичными параметрами линии определяется соотношением

$$Z_0 = R_0 - \mathrm{i}\, X_0 = \sqrt{(R_i + \mathrm{i}\,\omega L_i)/(G_i + \mathrm{i}\,\omega C_i)}. \qquad (2.35)$$

Как правило, выполняются следующие условия: $\omega L_i \gg R_i$ и $C_i \gg G_i$. Тогда, как это следует из формулы (2.35), получаем

$$Z_0 = R_0 = \sqrt{L_i/C_i}, \qquad (2.36)$$

т. е. волновое сопротивление выражается только действительным числом и определяется только через параметры L_i и C_i.

Вторым основным параметром линии питания является *постоянная распространения* γ, 1/м. Этот параметр в общем виде также носит комплексный характер:

$$\gamma = \alpha + \mathrm{i}\, k, \qquad (2.37а)$$

где α — коэффициент затухания; k — постоянная распространения (волновое число).

Взаимосвязь параметра γ с первичными параметрами линии определяется соотношением

$$\gamma = \sqrt{(R_i + \mathrm{i}\,\omega L_i)\,(G_i + \mathrm{i}\,\omega C_i)}. \qquad (2.37б)$$

Рассмотрим два частных случая, наиболее часто встречающихся на практике

1 Если $G_i \approx 0$, то

$$k = \frac{2\pi}{\lambda}\sqrt{\frac{1}{2}\left[1+\sqrt{1+(R_i/\omega L_i)}\right]}. \qquad (2.38)$$

2. Если $R_1 \approx G_1 \approx 0$, то

$$k = \omega\sqrt{L_i C_i}, \tag{2.39а}$$

или

$$k = \omega/v = (\omega/c)\,n. \tag{2.39б}$$

На рис. 2.14 приведены графики, характеризующие параметр k.

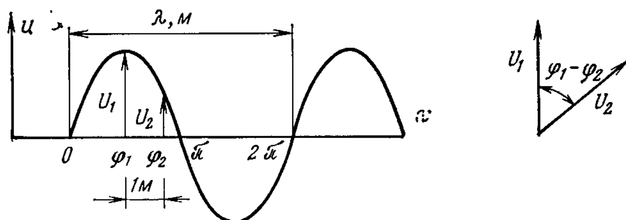


Рис. 2.14. К определению фазовой постоянной $k=2\pi/\lambda=(\varphi_1-\varphi_2)/1$ м, выраженной в радианах на метр

Скорость распространения v волны в такой линии определяется ее параметрами; она равна [согласно формулам (2.10) и (2.14)]

$$v = \omega/k = 1/\sqrt{LC}. \tag{2.40}$$

Если вспомнить, что $v=c/n=1/\sqrt{\mu\varepsilon}$ и что для обычно используемых медных и алюминиевых проводов $\mu=\mu_0$, то установим, что скорость распространения v зависит только от диэлектрической проницаемости среды ε. Коэффициент замедления K в данном случае равен $1/n=1/\sqrt{\varepsilon_r}$. Значения коэффициента замедления K для различных сред приведены в табл. 2.2.

Скорость распространения волны

$$v = Kc. \tag{2.41}$$

Таким образом, для электромагнитного колебания частотой f длина волны в свободном пространстве $\lambda=\lambda_0$, а скорость распространения $v=c$. При распространении волны в среде, имеющей диэлектрическую проницаемость ε_r, длина волны $\lambda=K\lambda_0$, а скорость распространения $v=Kc$.

Пример. Для частоты $f=14$ МГц длина волны в свободном пространстве $\lambda_0=c/f=21{,}45$ м. При распространении этой волны в среде с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_r=2{,}3$ получаем: $n=\sqrt{\varepsilon_r}=1{,}52$, $K=1/n=0{,}66$ и, следовательно, $\lambda=14{,}14$ м. В свободном пространстве волновое число $k_0=2\pi/\lambda_0=2\pi/21{,}45=0{,}28$ рад/м. Для диэлектрика с $\varepsilon_r=2{,}3$ (полистирол) $k=2\pi/\lambda=k_0/K=0{,}433$ рад/м.

Затухание в линии питания характеризует уменьшение уровня напряжения U при прохождении волны вдоль линии. Обратимся к рис. 2.15, на котором схематически показан процесс ослабления напряжения U волны при ее распространении вдоль линии: амплитуда напряжения U_2 меньше амплитуды напряжения U_1.

Мера затухания в линии питания обычно выражается или в виде

$$A = 20\lg(U_1/U_2), \tag{2.42а}$$

где A дано в децибелах, или в виде

$$A = \ln (U_1/U_2), \qquad (2.42б)$$

где A дано в неперах; а коэффициент затухания

$$\alpha = A/l, \qquad (2.42в)$$

где l — расстояние между точками вдоль лииии, для которых измеряются значения U_1 и U_2.

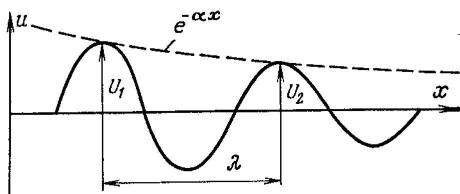


Рис. 2.15. Затухание в длинной линии $\alpha = \frac{1}{\lambda} \ln (U_1/U_2)$ Нп/м

Из приведенных формул просто получить, что

$$\alpha = \frac{20}{l} \lg \frac{U_1}{U_2}, \qquad (2.43а)$$

где α дано в децибелах на метр, или

$$\alpha = \frac{1}{l} \ln \frac{U_1}{U_2} = \frac{1}{l} \ln \frac{I_1}{I_2} = \frac{1}{2l} \ln \frac{P_1}{P_2}, \qquad (2.43б)$$

где α дано в неперах на метр.

Используя формулу (2.42в), можно записать, что

$$A = \alpha\, l, \qquad (2.44)$$

а используя формулу (2.42), что $\ln(U_1/U_2) = \alpha l$. Преобразуя последнее выражение, получаем

$$U_2 = U_1 \, e^{-\alpha\, l}. \qquad (2.45)$$

График функции $e^{-\alpha l}$ приведен на рис. 2.15. Эта функция имеет монотонно спадающий характер.

Взаимосвязь коэффициента затухания с первичными параметрами линии питания определяется соотношением

$$\alpha = \frac{\omega}{2k} (R_i C_i + G_i L_i) \approx \frac{1}{2} \left(\frac{R_i}{Z_0} + G_i Z_0 \right). \qquad (2.46)$$

Отсюда для линии с малыми потерями получаем

$$\alpha = R_i/2Z_0. \qquad (2.47)$$

Зависимость коэффициента затухания от частоты определяется по формуле

$$\alpha_{f_2}/\alpha_{f_1} = (f_2/f_1)^{\beta}, \qquad (2.48)$$

где значение показателя степени β берется равным 0,5 для диапазона КВ и равным 1 для диапазона УКВ.

На рис. 2.16 приведены графики, показывающие взаимосвязь ослабления напряжения U, тока I и мощности P с параметрами α, выраженными в децибелах и неперах. Соотношения между значе-

ниями затухания, выраженными в децибелах и неперах, имеют вид

$$A_{дБ} = 8{,}686\ A_{Нп};\quad A_{Нп} = 0{,}11513\ A_{дБ}. \qquad (2.49)$$

Исторически сложилось так, что затухание, выраженное в неперах, использовалось в технике проводной связи, а выраженное в децибелах — в радиотехнике. В последние годы, как прави-

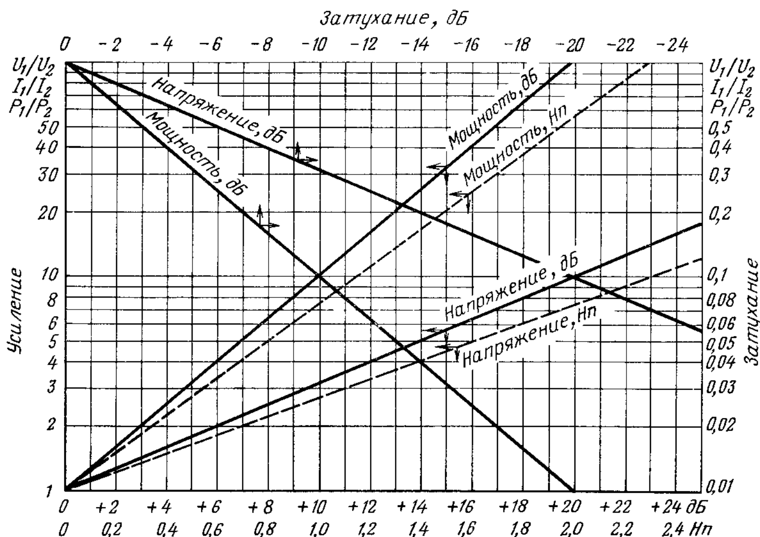


Рис. 2.16. Графики усиления и ослабления тока, напряжения и мощности, выраженных в неперах и децибелах

ло, используется децибельная мера в качестве характеристики степени затухания[1]. Приведенные выше формулы, связывающие параметры затухания для обеих единиц измерения, на наш взгляд, являются полезными для радиолюбителей, которые теперь могут легко перейти от привычной для себя меры к другой.

Коэффициент передачи энергии η характеризует отношение мощности P_1 электромагнитной волны в начале линии к мощности P_2 в конце линии:

$$\eta = P_2/P_1. \qquad (2.50а)$$

Это соотношение, выраженное в децибельной мере, имеет вид

$$\eta_{дБ} = 10 \lg (P_2/P_1). \qquad (2.50б)$$

Если согласование линии питания идеальное (коэффициент стоячей волны по напряжению $K_{стU} = 1$), то согласно формуле (2.45)

$$\eta_1 = e^{-2A} = e^{-2\alpha l}. \qquad (2.51а)$$

---

[1] В Советском Союзе в соответствии с действующим ГОСТ принята децибельная мера степени затухания. *Прим. редактора.*

Если согласование линии питания неидеальное, т. е. $K_{\text{ст}U}>1$, то коэффициент передачи η кроме потерь на затухание должен учитывать потери из-за рассогласования:

$$\eta_2 = [\operatorname{ch} 2A + 0{,}5\,(K_{\text{ст}\,U} + 1/K_{\text{ст}\,U})\operatorname{sh} 2A]^{-1}, \qquad (2.51б)$$

где $\operatorname{ch} x$ и $\operatorname{sh} x$ — функции гиперболического косинуса и синуса соответственно: $\operatorname{ch} x = (e^{x}+e^{-x})/2$; $\operatorname{sh} x = (e^{x}-e^{-x})/2$.

В частном случае, когда влияние затухания в линии из-за потерь мало, т. е. $2A \ll 1$, формула (2.51б) несколько упрощается и принимает вид

$$\eta_2 = [1 + (K_{\text{ст}\,U} + 1/K_{\text{ст}\,U})\,A]^{-1}, \qquad (2.51в)$$

где A — затухание в линии, выраженное в неперах; $K_{\text{ст}U}$ — коэффициент стоячей волны.

На рис. 2.17 приведены графики изменения коэффициента передачи в зависимости от затухания в линии A и коэффициента

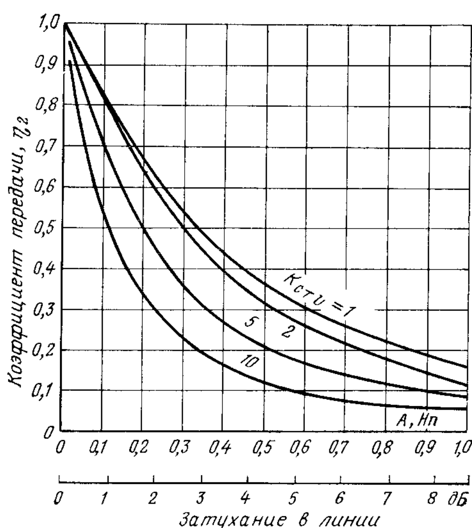


Рис. 2.17. Зависимость коэффициента передачи η от затухания A и коэффициента стоячей волны $K_{\text{ст}\,U}$

стоячей волны $K_{\text{ст}U}$. Так, например, для $A=2$ дБ (или 0,22 Нп) и из этих графиков следует, что: 1. $K_{\text{ст}U}=1$, $\eta=64\%$; 2. $K_{\text{ст}U}=2$, $\eta=61\%$; 3. $K_{\text{ст}U}=5$, $\eta=45\%$.

Теперь перейдем к анализу различных линий передач.

Однопроводная линия передачи, схематически изображенная на рис. 2.18*а*, представляет собой единичный провод диаметром d см, расположенный на высоте h см, над землей. Первичные параметры однопроводной линии передачи связаны с ее геометрией,

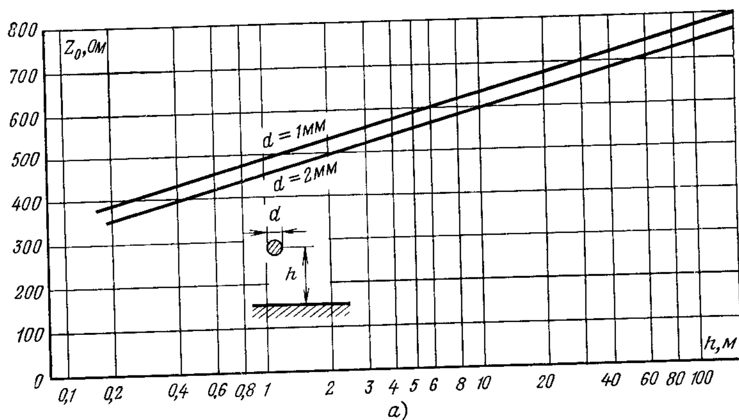
частотой f, выраженной в мегагерцах, и зависят от материала, из которого сделан провод, следующими соотношениями:

$$R_i = a\sqrt{f}/d; \tag{2.52}$$

$$C_i = 10^{-8}/415 \lg (4h/d); \tag{2.53}$$

$$L_i = 46,5 \cdot 10^{-8} \lg (4h/d) \tag{2.54}$$

(a=0,00855 для меди и a=0,0108 для алюминия, R_i — дано в омах на метр, C_i — в фарадах на метр, L_i — в генри на метр).



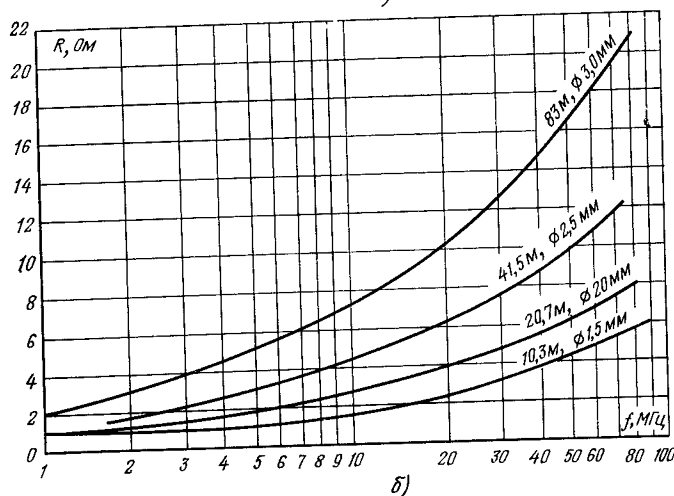


Рис 2 18 Характеристики однопроводной линии·
a — зависимость волнового сопротивления однопроводной линии с диаметром d от высоты h подвеса над землей, $б$ — зависимость сопротивления однопровод ной медной линии (с учетом поверхностного эффекта) от частоты

Волновое сопротивление однопроводной линии (в омах)

$$Z_0 = R_0 = 60 \ln (4h/d) = 138 \lg (4h/d). \quad (2.55)$$

Графики изменения волнового сопротивления однопроводной линии в зависимости от высоты подвеса h, выраженной в метрах, для двух диаметров проводов ($d_1=1$ мм и $d_2=2$ мм) приведены на рис. 2.18*а*. На рис. 2 18*б* приведены графики изменения R_i от частоты f для четырех типов однопроводной линии передачи.

Двухпроводная симметрнчная линия передачи, изображенная на рис 2 19, представляет собой два провода диаметром d см, расположенных на расстоянии e см друг от друга На этом же

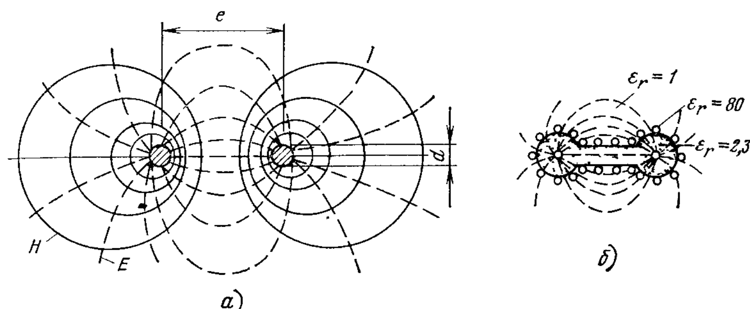


Рис 2 19 Структура электромагнитного поля, возбуждаемого вокруг двухпроводной симметричной линии·
а — расположенной в свободном пространстве; *б* — размещенной в диэлектрике специальной формы, поверхность которого покрыта каплями воды

рисунке приведена структура электромагнитного поля, возбуждаемого вокруг двухпроводной линии, расположенной в свободном пространстве (рис 2 19*а*), и при размещении линии в диэлектрике специальной формы, покрытом каплями воды (рис. 2 19*б*). Как правило, для таких линий передач выполняется условие $e \geqslant 10d$ При этом условии взаимосвязь первичных параметров линии с ее геометрией, частотой колебаний и свойствами материала, из которого выполнены провода линии, определяется соотношениями

$$R_i = 2a\sqrt{f}/d; \quad (2\ 56)$$

$$C_i = \frac{12{,}06 \cdot 10^{-12}\, \varepsilon_r}{\lg\left[e/d + \sqrt{(e/d)^2 - 1}\right]} \approx \frac{12{,}06 \cdot 10^{-12}\, \varepsilon_r}{\lg (2e/d)}; \quad (2\ 57)$$

$$L_i = 0{,}921 \cdot 10^{-6} \lg\left[e/d + \sqrt{(e/d)^2 - 1}\right] \approx 0{,}921 \lg (2e/d)\, 10^{-6}. \quad (2\ 58)$$

Волновое сопротивление двухпроводной линии

$$Z_0 = \frac{276}{\sqrt{\varepsilon_r}} \lg\left[\frac{e}{d} + \sqrt{\left(\frac{e}{d}\right)^2 - 1}\right] \approx \frac{276}{\sqrt{\varepsilon_r}} \lg\left(\frac{2e}{d}\right). \quad (2\ 59)$$

На рис 2 20 приведены графики зависимости волнового сопротивления двухпроводной линии от ее геометрических параметров

Затухание двухпроводной линии α_l имеет в общем случае две составляющие:

$$a_l = \alpha_{п} + \alpha_{изл}, \tag{2.60}$$

где $\alpha_{п}$ — затухание, обусловленное потерями во внешней среде; $\alpha_{изл}$ — затухание, обусловленное потерями на излучение. Можно считать, что в диапазоне КВ потери на излучение отсутствуют,

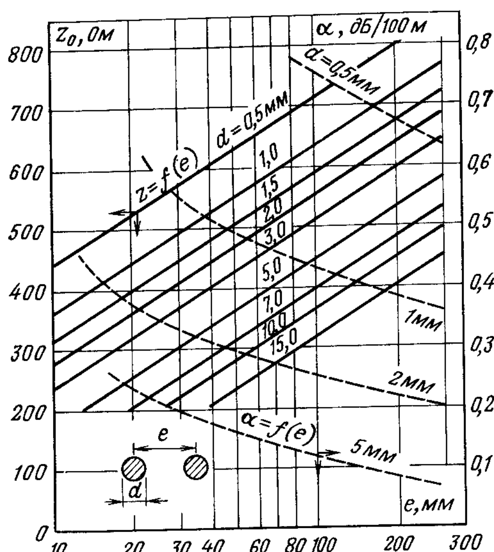


Рис. 2.20. Зависимость волнового сопротивления и затухания двухпроводной линии от ее геометрических параметров

т. е. $\alpha_{изл}=0$ В этом случае потери будут обусловлены только первым слагаемым формулы (2.60):

$$\alpha_{п} = 2{,}62 \cdot 10^{-3} \sqrt{f}/d \lg (2e/d). \tag{2.61}$$

В этой формуле α дано в децибелах на метр, частота f — мегагерцах, а параметры линии e и d в миллиметрах. На рис. 2.20 приведены зависимости затухания двухпроводной линии от ее параметров для частоты $f=20$ МГц. Затухание для других частот можно легко пересчитать, используя формулу (2.61).

В диапазоне УКВ нельзя пренебречь потерями на излучение. Эти потери (в децибелах на метр) можно определить по эмпирической формуле, заимствованной из [15]:

$$\alpha_{изл} = 1{,}86 \cdot 10^{3} \frac{(e/\lambda)^2}{\lg (2e/d)}. \tag{2.62}$$

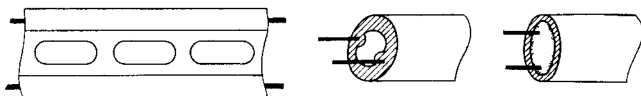


Рис. 2.21. Варианты конструкции двухпроводных линий

Примерные конструкции некоторых двухпроводиых линий приведены на рис. 2.21.

Четырехпроводная симметричная линия, показанная на рис. 2.22, используется в тех случаях, когда необходимо получить небольшое значение волнового сопротивлеиия и умеиьшенное значение потерь. Волновое сопротивление такой линии

$$Z_0 = 138 \lg (\sqrt{2}\, e/d). \qquad (2.63)$$

Формула (2.63) справедлива, когда $e \geqslant 10d$.

Затухание четырехпроводной линии (в децибелах на метр)

$$\alpha = 2{,}62 \cdot 10^3 \sqrt{f}/d \lg (\sqrt{2}\, e/d). \qquad (2.64)$$

На графиках рис. 2.23 приведены зависимости волнового сопротивления и затухания четырехпроводной линии от ее геометрических параметров. В частности, из приведенных графиков следует, что четырехпроводиая линия, имеющая волновое сопротивление $Z_0 = 300$ Ом, обладает затуханием, в 2 раза меньшем, чем эквивалентная ей (по волновому сопротивлению) двухпроводная линия.

Полосковая линия, изображенная на рис. 2.24, используется, главным образом, в качестве отдельных элементов линий передач, например как согласующее устройство. Кроме того, полосковая

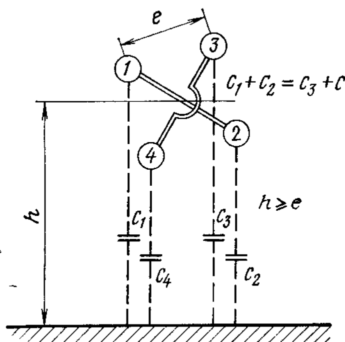


Рис 2 22 Четырехпроводная симметричная линия, расположенная на высоте h над землей

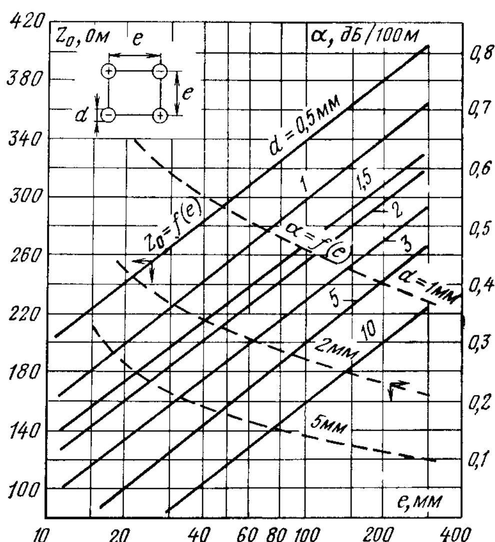


Рис. 2 23. Зависимость волнового сопротивления и затухаиия четырехпроводной линии от ее геометрических параметров

линия может быть использована в качестве двухпроводиой линии, имеющей пониженное значение волнового сопротивления. Затухание этих линий рассчитывается по сложным формулам, которые здесь не приводим. Ограничимся лишь сведениями о том, что значение этого параметра меньше, чем у двух- и четырехпроводных линий.

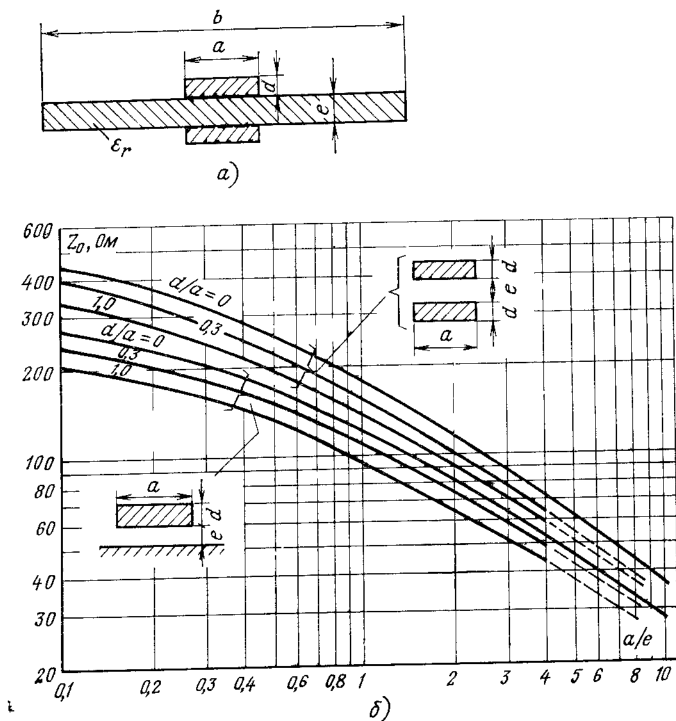


Рис 2 24 Полосковая линия

а — схематическое изображение линии; *б* — зависимость волнового сопротивления полосковой линии от ее геометрических параметров

Между проводящими элементами полосковой линии может быть размещен диэлектрик, в частности, как элемент крепления проводящих элементов.

Волновое сопротивление полосковой линии, конфигурация которой приведена на рис. 2 24,

$$Z_0 = \frac{276}{\sqrt{\varepsilon_r}} \lg\left(1 + \frac{e}{a}\right) + \frac{8e}{a+e} - 2\left(\frac{e}{a+e}\right)^2. \qquad (2.65)$$

Эта формула справедлива при следующих ограничеииях: $b > 3a$ и $d \ll a$. На графиках рис. 2 24 приведены характеристики изменения волнового сопротивления двух типов полосковой линии в зависимости от их геометрических параметров.

Коаксиальные линии, изображенные на рис. 2.25, наиболее часто используются в качестве линии питания. Удельное сопротивление (в омах на метр), коаксиальной линии

$$R_t = 0{,}083\sqrt{f}\,(k_1/d + k_2/D), \qquad (2.66)$$

где f — частота, МГц; d — диаметр внутреиней жилы, мм: D — диаметр (внутренний) экрана, мм; k_1 и k_2 — коэффициенты, зависящие от конструктивных особенностей коаксиальной линии.

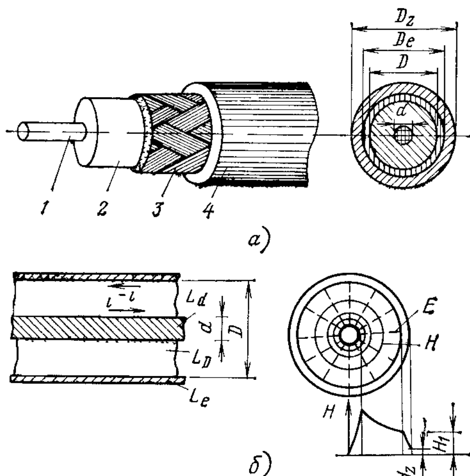


Рис. 2.25. Коаксиальная линия:
а — конструкция [*1* — средняя жила; *2* — диэлектрик; *3* — внешняя жила (экран); *4* — защитная оболочка]; *б* — распределеиие тока i и напряженности магнитного поля H

Целесообразно иметь в виду следующую информацию.

1. Коэффициент k_1, зависящий от способа выполнения средней жилы, имеет зиачение $k_1 = 1$ для коаксиальной линии, средняя жила которой выполнеиа из одииочного провода, и значение $k_1 > 1$, если средняя жила выполнена в виде скрутки из нескольких проводников, суммарный диаметр d_Σ которых равеи диаметру одиночного провода. Например, для средней жилы, выполненной в виде скрутки из семи проводов, $k_1 = 1{,}1$.

2. Выполнение внутренней жилы в виде набора скрученных проводов обеспечивает эластичность коаксиального кабеля в целом. Как правило, период скрутки проводников в 10—15 раз превышает внешний диаметр кабеля.

3. Выполнение внешнего экрана в виде скрутки проводов эквивалентно увеличению коэффициента k_2. Так, например, если угол скрутки внешних проводов составляет 60°, то $k_2 = 1{,}6$. С уменьшением угла скрутки от 45° до 30° значение коэффициента k_2 возрастает от 1,9 до 2,7. Для цельного внешнего экрана коэффициент $k_2 = 1$.

4. Обработка внешних и внутренних проводников коаксиального кабеля оловом увеличивает значения коэффициента k_1 и k_2 на 16%, а серебрение уменьшает на 3%.

5. Внешняя оболочка кабеля служит как для предотвращения от механических повреждений, так и для защиты от коррозионных повреждений внешнего экрана.

Более подробные сведения по данным вопросам можно найти в [16].

Удельная емкость коаксиальной линии (в фарадах на метр)

$$C_i = \frac{5,55\,\varepsilon_r \cdot 10^{-4}}{\ln (D/d)} = \frac{2,41\,\varepsilon_r \cdot 10^{-4}}{\lg (D/d)}. \qquad (2.67)$$

Для многопроводной внутренней жилы вместо ее истинного диаметра d в формулу (2.67) следует подставить эквивалентный диаметр

$$d_{\text{экв}} = 0,934\,d. \qquad (2.68)$$

Удельная индуктивность коаксиальной линии (в микрогенри на метр)

$$L_i = 0,2 \ln (D/d) + \left(13,33/\sqrt{f}\right)(1/d + 1/D). \qquad (2.69)$$

Для диапазона КВ можно ограничиться только первым членом формулы (2.69). Получаем

$$L_i = 0,2 \ln (D/d)\, 10^{-6} = 0,48 \lg (D/d)\, 10^{-6}, \qquad (2.70)$$

где L_i дано в генри на метр.

Волновое сопротивление коаксиальной линии

$$Z_0 \approx R_0 = \left(60/\sqrt{\varepsilon_r}\right) \ln (D/d) = \left(138/\sqrt{\varepsilon_r}\right) \ln (D/d). \qquad (2.71)$$

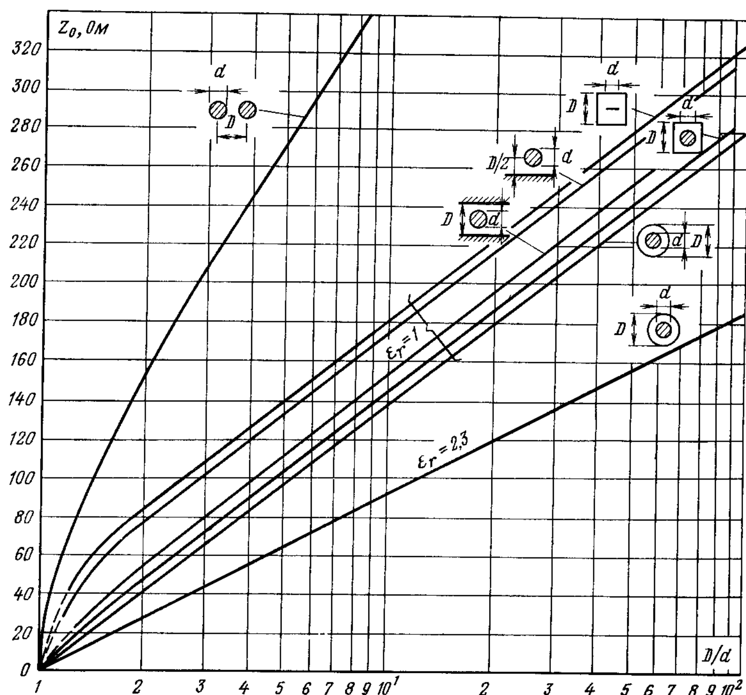


Рис. 2.26. Зависимость волнового сопротивления Z_0 от отношения диаметров D/d

На рис. 2.26 приведены графики волнового сопротивления коаксиальной линии в зависимости от ее параметров, а также графики волнового сопротивления других типов линий передач. На рис. 2.27 приведена номограмма для определения волнового сопротивления коаксиальной линии в зависимости от отношения D/d и от диэлектрической проницаемости среды, заполняющей пространство между внешней и внутренней жилами.

Удельное затухание коаксиальной линии, зависящее как от ее гео-

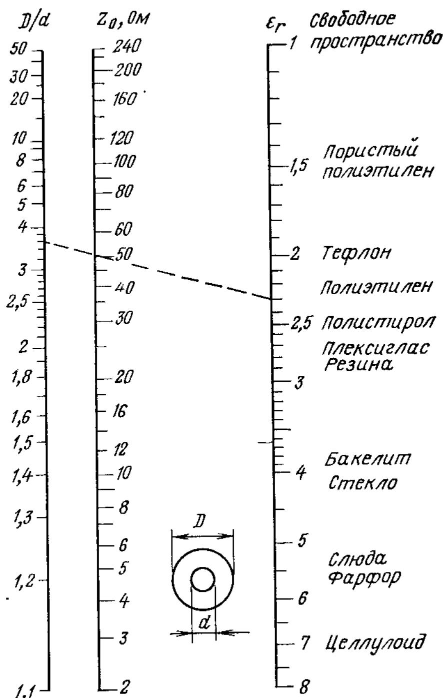


Рис. 2.27. Номограмма для определения волнового сопротивления коаксиальной линии, заполненной различными диэлектриками

метрических параметров, так и от свойств среды заполнения, определяется по формуле

$$\alpha = \frac{2{,}62\cdot 10^{-3}\sqrt{\varepsilon_r f}\,(1 + D/d)}{D\lg(D/d)} + 9{,}1\cdot 10^{-3} f\sqrt{\varepsilon_r}\,\mathrm{tg}\,\delta, \qquad (2.72)$$

где α дано в децибелах на метр.

Необходимо обратить внимание на следующие свойства параметров коаксиальной линии:

1. Потери в коаксиальной линии зависят как от отношения D/d, так и от значения диэлектрической проницаемости среды заполнения и достигают минимума при $D/d=3{,}6$. Это отношение соответствует волновому сопротивлению 75 Ом для линии с воздушной изоляцией, волновому сопротивлению 50 Ом для линии с полиэтиленовой изоляцией или волновому сопротивлению 60 Ом для линии с изоляцией в виде пористого полиэтилена (рис. 2.28).

2. Коаксиальная линия с волновым сопротивлением 75 Ом, имеющая полиэтиленовую изоляцию, обладает потерями на 16% больше по сравнению с линией, имеющей волновое сопротивление 50 Ом, при равенстве диаметров внешних экранов у обеих линий.

3. Увеличение внешнего диаметра D линии при сохранении отношения D/d приводит к уменьшению потерь в коаксиальной линии.

4. Коаксиальная линия со сплошной внутренней жилой имеет меньшее затухание.

5. Для уменьшения затухания в коаксиальной линии (без увеличения внешнего диаметра) целесообразно уменьшить значение диэлектрической проницаемости среды заполнения, что позволяет при увеличенном значении диаметра внутреннего провода получить прежнее значение волнового сопротивления.

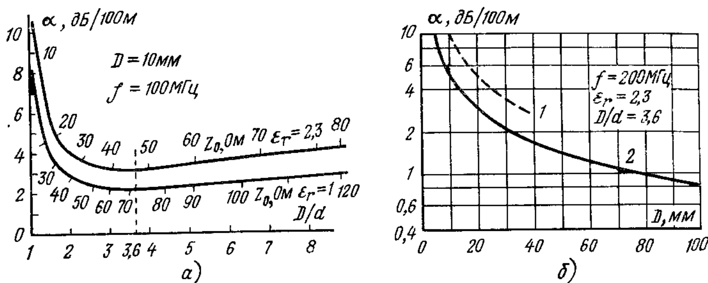


Рис 2 28 Зависимость затухания в коаксиальной линии:
а — от отношения *D/d* для двух сред заполнения: свободного пространства, $\varepsilon_r = 1$, и полиэтилена, $\varepsilon_r = 2{,}3$; *б* — от диаметра внешнего экрана;
1 — сплошная внутренняя жила; *2* — внутренняя жила из скрученных проводников

6. Уменьшение эквивалентного значения диэлектрической проницаемости среды заполнения может быть достигнуто или путем использования набора шайб для крепления средней жилы, или путем применения для той же цели кордельной намотки (как правило, с большим шагом).

7. Попадание влаги во внутреннюю полость коаксиальной линии, приводящее к резкому изменению ее параметров (волновое сопротивление уменьшается, а потери увеличиваются), недопустимо с точки зрения обеспечения нормального режима эксплуатации.

Эффективность экранирования определяется как отношение энергии, передаваемой внутри коаксиальной линии, к энергии, просачивающейся во внешнее пространство:

$$S_{экр} = 20 \lg (H_1/H_2), \tag{2.73}$$

где H_1 и H_2 — напряженность магнитного поля внутри и снаружи экрана коаксиальной линии соответственно (см. рис. 2.25*а*).

Необходимо отметить следующее.

1. На эффективность экранирования решающее влияние оказывает состояние поверхности экрана. Так, например, результаты сравнительных испытаний двух коаксиальных линий, проводники которых были выполнены из меди и серебра, показали, что после 18-месячной эксплуатации в коаксиальной линии, выполненной из меди, потери увеличились в 2 раза, а эффективность экранирования уменьшилась на 27 дБ. За это же время в коаксиальной линии, выполненной из серебра, потери увеличились только на 10% и эффективность экранирования уменьшилась только на 6 дБ

2. Эффективность экранирования новых, т. е. не бывших в эксплуатации коаксиальных линий, составляет 60—100 дБ.

3 Экспериментальные частотные характеристики эффективности экранирования некоторых типов коаксиальных кабелей приведены на рис. 2.29. Эти данные носят скорее не справочный, а иллюстративный характер и могут служить начальной основой для выбора типа экрана коаксиального кабеля.

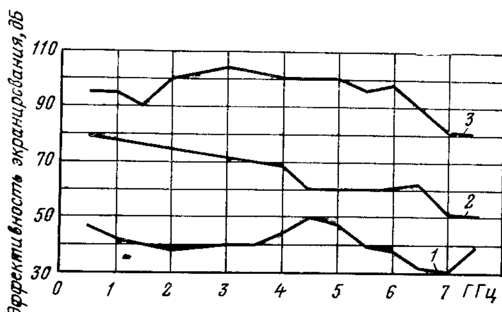


Рис. 2.29. Экспериментальные частотные характеристики эффективности экранирования коаксиальных кабелей:
1 — с одинарной оплеткой; *2* — с двойной оплеткой; *3* — с планированной оболочкой

Допустимый уровень мощности, который можно пропустить по линии питания на данной частоте, задается при условии полного согласования линии с нагрузкой, т. е. при $K_{стU}=1$. Этот уровень мощности определяется следующими условиями:

1. В коаксиальной линии с волновым сопротивлением $Z_0=50$ Ом на средней жиле выделяется примерно 78% общего количества тепла, а в коаксиальной линии с волновым сопротивлением $Z_0=75$ Ом—87%.

2. Большое количество тепла, выделяемое на средней жиле, может привести к деформации диэлектрических элементов крепления средней жилы. Это приведет к асимметрии коаксиальной линии, т. е. к дальнейшему возрастанию потерь.

Теперь приведем формулы, связывающие уровень пропускаемой мощности P, напряжение U и ток I:

$$U=\sqrt{PZ_0}; \quad I=\sqrt{P/Z_0}. \qquad (2.74); \ (2.75)$$

В приведенных формулах мощность выражается в ваттах, напряжение — в вольтах, ток — в амперах, волновое сопротивление— в омах.

П р и м е р: если коаксиальная линия с волновым сопротивлением $Z_0=75$ Ом пропускает мощность $P=100$ Вт, то ток в ней согласно формуле (2.75) $I=\sqrt{100/75}=1{,}15$ А.

Линия Губо. Прежде чем перейти к рассмотрению этой линии передачи, вспомним, что энергия электромагнитного поля распространяется в виде волны, а собственно проводники необходимы для направленного распространения этой волны. Так, например, в двухпроводной линии волна существует в пространстве между обоими проводниками, в коаксиальной линии — полностью между внутренним проводником и экраном.

Аналогичная картина наблюдается и при использовании однопроводной линии поверхностной волны. На поверхности этой линии существуют две компоненты электрического поля — E_r и E_θ (см. рис. 2.6*в*), причем компонента E_r сильно ослабевает с увеличением расстояния r от линии. Также ослабевает, но в меньшей степени, и вторая компонента E_θ.

Важнейшим условием работоспособности линий поверхностной волны является требование неизменности структуры поля в некоторой окрестности диаметром D_0 от линии. С целью концентрации энергии волны вблизи линии и, следовательно, уменьшения диаметра D_0, провод покрывают диэлектриком Аналогичный эффект можно получить, применяя в качестве линии передачи другие замедляющие структуры, например спираль.

Для перехода от коаксиальной линии к линии Губо и от линии Губо к нагрузке необходимо использовать специальные возбудители поверхностной волны, например показанные на рис 2 30*в*. Как правило, для современных конструкций линий Губо эффективное сечение, в котором в основном сосредоточена электромагнитная энергия, имеет диаметр [15, 17, 18]

$$D_0 = (0,9\ldots1,15)\,\lambda_0. \tag{2.76}$$

Волновое сопротивление линии Губо зависит от частоты, причем с ростом частоты его значение уменьшается.

Формальное определение волнового сопротивления линии Губо имеет вид

$$Z_0 = U/I = P/I^2. \tag{2.77}$$

На графиках рис. 2 30*а* приведены зависимости Z_0 и D_0 некоторых типов линии Губо от частоты. На рис. 2.30*б* приведена типовая схема применения линии Губо в качестве линии питания.

Целесообразно привести следующую дополнительную информацию, касающуюся применения линии Губо.

1. Линия Губо, как правило, крепится на тонких оттяжках. Несущие конструкции, к которым прикреплены концы оттяжек, должны быть выполнены так, чтобы не нарушать структуру поля, т. е. должны находиться от нее на расстоянии, превышающем D_0 (см. рис. 2.30б).

2. Условие, сформулированное в п.1, должно выполняться и при воздействии ветровых нагрузок.

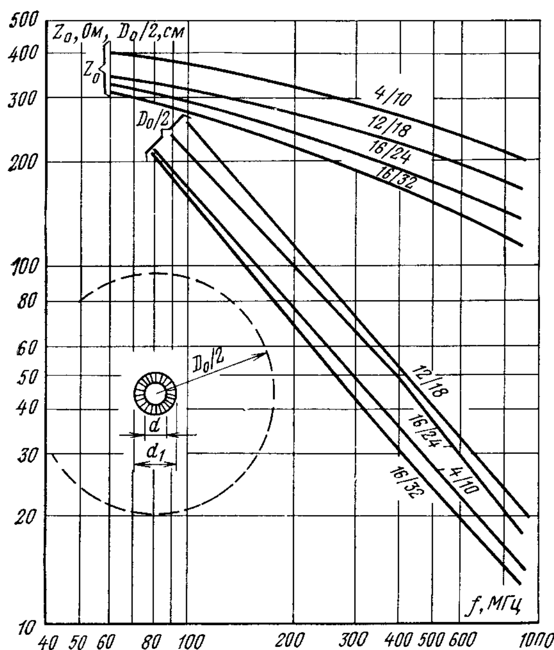
3. Любая деформация линии Губо, приводящая к ее искривлению или излому, увеличивает потери линии на излучение. В качестве примера можно привести экспериментальные данные, полученные на линии Губо длиной 33 м, работающей в диапазоне частот 432 МГц. Недеформированная линия имела затухание 2,7 дБ. После деформации линия стала иметь переломы под углом 30° в трех точках ее подвеса, что привело к увеличению затухания до 6 дБ.

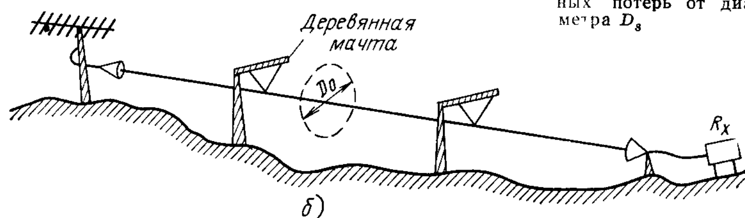
4 Устройства возбуждения линии Губо (см. рис. 2 30*в*) в большой степени определяют согласование линии передачи в целом, а также вносят дополнительные потери. Обычно эти устройства выполняются в виде рупоров, поверхность которых соединена с внешним экраном коаксиальной линии. Внутренний провод коаксиальной линии непосредственно соединен с линией Губо. Диаметр конических рупоров выбирается из условия допустимых дополнительных потерь, которые могут быть определены из графика на рис 2 30*г*.

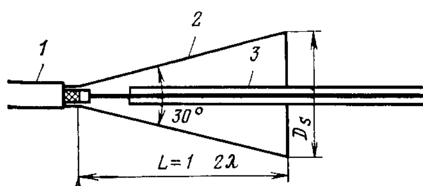
Для ответвления энергии от линии Губо могут быть использованы, например, рамочные антенны (с небольшим периметром) расположенные в области диаметром D_0.

Линии Губо используются в диапазоне 50—2000 МГц. В диапазоне 144 МГц рупор-возбудитель для линии Губо должен иметь

длину около 4 м, что не всегда приемлемо с практической точки зрения. Отметим, что линии Губо мало чувствительны к атмосферным воздействиям, однако при их обледенении резко возрастают потери. Так, например, при покрытии линии слоем льда толщиной 1 мм возникают дополнительные потери в 10 дБ.







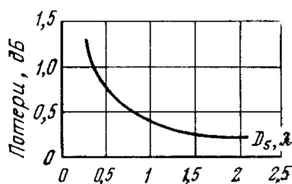


Рис 2 30 Линия Губо:
а — зависимость волнового сопротивления Z_0 и эффективного сечения D_0 от частоты для некоторых типов линий Губо (дроби над кривыми означают отношения диаметра внутренней жилы *d* к диаметру изоляции d_1); *б* — типовая схема использования линии Губо в качестве линии передачи; *в* — возбудитель поверхностной волны (*1* — коаксиальная линия, *2* — рупорный переход, *3* — линия Губо); *г* — зависимость дополнительных потерь от диаметра D_s

Еще одним возможным применением линий Губо является их совместное использование с поглотителем электромагнитиой энергии (например, бетонной трубой), размещенным на расстоянии D_0 от линии. В таком варианте линия может служить для передачи мощности большого уровня.

Теория длиниых лиинй. Как уже отмечалось, электромагнитная волна распространяется как в свободном пространстве, так и вдоль линии передачи. В последнем случае важным понятием является понятие длинной линии, т. е. линии, длина которой соизмерима или превышает длину волны (рис. 2.31*а*). Короткие отрезки линии ($l \leqslant 0{,}1\lambda$) будем в дальнейшем рассматривать как элементы с сосредоточеиными параметрами. Ввиду небольшого объема даиной книги авторы ограничиваются только рассмотреиием основных свойств и теорем длинных линий. Более подробную информацию по данному вопросу читатель может найти в [2, 8, 13].

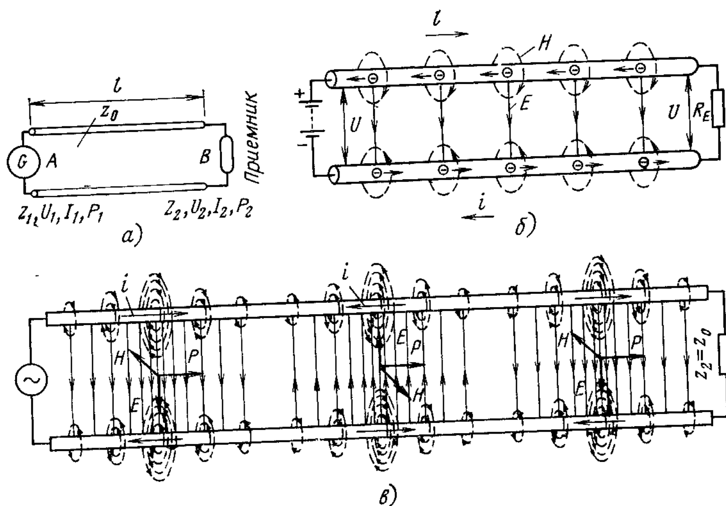


Рис. 2.31. Длинная лииия:
а — используемые обозиачения; *б* — распределение тока и напряжения и структура магнитиого поля *H* при прохождении постоянного тока; *в* — распределение тока и структура электромагнитиого поля при прохождении переменного тока

Постоянный ток, протекающий в линии, создает стационарные магнитное поле *H* и электрическое поле *E*, структура которых показана на рис. 2.31*б*. При прохождении в линии переменного тока возникает электромагнитное поле, причем амплитуды *E* и *H* не только изменяются во времени, но и зависят от положения точки наблюдения относительно линии (рис. 2.31*в*).

Р а с п р е д е л е н и е т о к а и н а п р я ж е н и я в д л и н н о й л и н и и. Напряжение и ток в каждой точке длинной линии изменяются по синусоидальному закону. В начале линии (точка *А* на рис. 2.31*а*) изменение мгновенного значения напряжения

$$u = U_1 \sin(\omega t + \varphi_0), \qquad (2.78)$$

где U_1 — амплитуда напряжения; φ_0 — начальная фаза при $t=0$.

В линии без потерь в точке, отстоящей от начала линии на расстояние x, изменение мгновенного значения напряжения

$$u(x) = U_1 \sin(\omega t + kx + \varphi_0). \tag{2.79}$$

В линии с потерями, для которых амплитуда напряжения U изменяется вдоль линии по закону $U_x = U_1 \exp(-\alpha x)$, изменение мгновенного значения напряжения

$$u(x) = U_x \sin(\omega t + kx + \varphi_0) = U_1 e^{-\alpha x} \sin(\omega t + kx + \varphi_0). \tag{2.80}$$

Данная волна распространяется вдоль линии со скоростью, определяемой типом рассматриваемой линии. Волна, достигнув конца линии (точка В на рис. 2.31*а*), может либо полностью перейти в нагрузку, либо полностью или частично отразиться. В зависимости от направления распространения волны в линии принято говорить или о падающей волне (при ее движении от точки A к точке B) или об отраженной волне (при движении волны от B к A).

При полном отражении амплитуда отраженной волны $U_{отр}$ равна амплитуде падающей волны $U_{пад}$. Отраженная волна, накладываясь на падающую, создает стоячую волну (рис. 2.32), распределение которой вдоль линии описывается формулой

$$u(x) = U_1 \sin \omega t \sin kx. \tag{2.81}$$

Для стоячей волны, у которой $U_{пад} = U_{отр}$, напряжение в точках пучности тока постоянно равно нулю, а в точках, отстоящих от них на расстояние $\lambda/4$, амплитуда напряжения изменяется

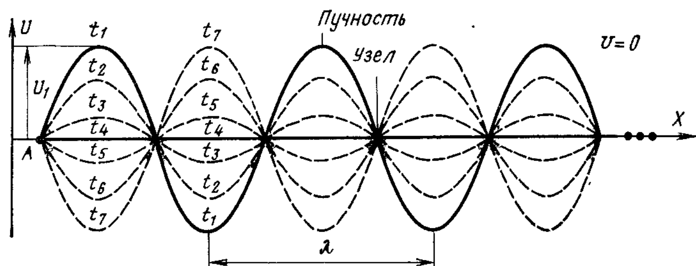


Рис. 2.32. Временные диаграммы распределения стоячей волны напряжения U для последовательных моментов времени $t_1, \ldots, t_7$

по гармоническому закону, причем амплитуда стоячей волны в 2 раза превышает амплитуду падающей волны. Картина изменения тока в рассматриваемой линии аналогична картине изменения напряжения, только сдвинута вдоль линии на расстояние $\lambda/4$.

Мощность, передаваемая такой линией, $P = UI \cos\varphi = UI \cos 90° = 0$.

Полное отражение в линии возможно только в двух случаях: линия на конце разомкнута ($Z_2 = \infty$); линия на конце коротко замкнута ($Z_2 = 0$).

Если линия нагружена на сопротивление, равное ее волновому сопротивлению, вся электромагнитная энергия попадает в нагрузку и отраженная волна полностью отсутствует. В любом другом случае (при несовпадении сопротивления нагрузки и волнового со-

противления лииии) иаблюдается отраженная волна, которая накладывается в линии иа падающую волну (рис. 2.33).

На рис. 2.34*а* приведено распределение тока и напряжения вдоль разомкнутой на конце линии, а на рис. 2.34*б* — вдоль короткозамкнутой на конце линии. В разомкнутой линии ($Z_2=\infty$) в точке *В* наблюдается нулевой уровень тока и максимальный уровень напряжения. Сопротивление в этой точке $Z_2=U_2/I_2=U/0=\infty$. На расстоянии, равном $\lambda/4$ от этой точки, ситуация обратная, т. е. напряжение равно нулю, а ток максимален. Это означает, что в этой точке сопротивление $Z_x=U/I=0/I=0$. Введение короткозамыкателя в этой точке не приведет к изменению распределения тока и напряжения в линии. Распределение тока и напряжения вдоль разомкнутой на конце линии не изменится при укорочении или удлинении линии на $n\lambda/2$.

Рис. 2.33. Схема образования стоячей волны в линии

Рис. 2.34. Распределение токов и напряжений в длинной линии:
а — разомкнутой; *б* — короткозамкнутой

В общем случае сопротивление в точке питания *А* длинной линии *А—В* зависит как от длины линии, так и от характера нагрузки в точке *В*. В случае, когда длина линии равна $l=n\lambda/2$, сопротивление в точке *А* равно сопротивлению в точке *В*, т. е. $Z_1=Z_2$.

В случае, когда длина линии $l=\lambda(2n+1)/4$, происходит трансформация сопротивления. Так, например, если $Z_2=\infty$ (линия разомкнута), то входное сопротивление $Z_1=0$, и наоборот, если $Z_2=0$ (линия коротко замкнута), то $Z_1=\infty$.

Еще раз подчеркнем, что входное сопротивление линии зависит как от характера нагрузки, так и от электрической длины линии, которая является функцией длины волны. Так как с этими закономерностями приходится сталкиваться достаточно часто при

проектировании линий питания и элементов фазирования антенных систем, авторы рекомендуют их тщательно изучить и запомнить. В какой-то мере читателю в этом помогут рис. 2.35 и 2.36, на которых представлен характер изменения входного сопротивления разомкнутой и коротко замкнутой линий при изменении их длины.

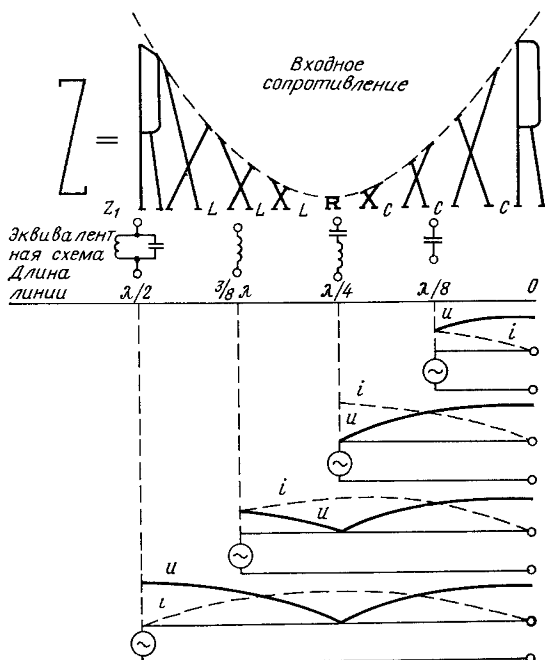


Рис. 2.35. Изменение величины и характера входного сопротивления разомкнутой длинной линии при изменении ее длины

Входное сопротивление линии. В общем случае нагрузка линии может носить комплексный характер, т. е. $Z_2 = R_2 + iX_2$. Тогда входное сопротивление такой линии согласно [2]

$$Z_1 = Z_0 \frac{Z_2 + i Z_0 \operatorname{tg} kl}{Z_0 + i Z_2 \operatorname{tg} kl}. \tag{2.82}$$

Формула (2.82) справедлива для линий без потерь.

Введем теперь отношение волнового сопротивления линии к сопротивлению нагрузки Z_2 и обозначим эту величину через

$$s = Z_0 / Z_2. \tag{2.83a}$$

Формулой (2.83а) следует пользоваться, если $|Z_0| \geqslant |Z_2|$. Если же $|Z_2| \geqslant |Z_0|$, то тогда

$$s = Z_2 / Z_0. \tag{2.83б}$$

Теперь, используя введенное соотношение, формулу (2.82) можно записать в виде

$$Z_1 = Z_0 \frac{\cos kl + \mathrm{i}\, s \sin kl}{s \cos kl + \mathrm{i} \sin kl}. \tag{2.84}$$

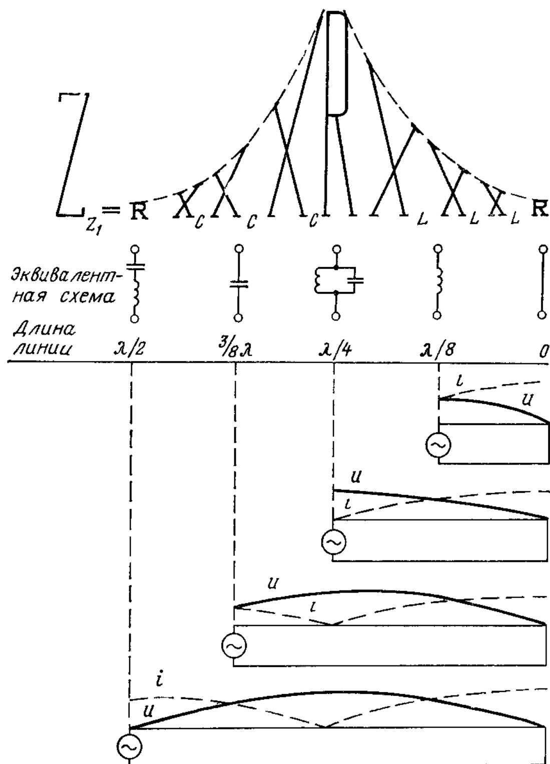


Рис 2 36 Изменение величины и характер сопротивления короткозамкнутой длинной линии при изменении ее длины

Из формулы (2 84) нетрудно выделить действительную и мнимую части, соответствующие R_2 и X_2

$$R_1 = \left| \frac{R_2 Z_0^2}{Z_0^2 \cos^2 kl + R_2^2 \sin^2 kl} \right|; \tag{2 85}$$

$$X_1 = \left| \frac{Z_0 \left(Z_0^2 - R_2^2 \right) \sin kl \cos kl}{Z_0^2 \cos^2 kl + R_2^2 \sin^2 kl} \right|. \tag{2 86}$$

Эти трудные на первый взгляд формулы достаточно просты для конкретных расчетов. Применим их на конкретном примере.

Пример. На рис. 2.37 приведена линия длиной $l=2$ м, имеющая волновое сопротивлеиие $Z_0=300$ Ом. Эта линия нагружена на последовательно включенные емкость $C=20$ пФ и сопротивление $R_2=200$ Ом. Рассчитаем входное сопротивление Z_1 этой линии для волны $\lambda=10$ м ($f=30$ МГц).

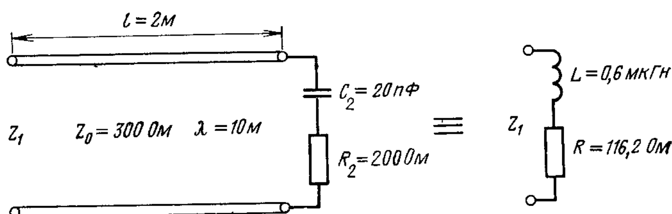


Рис 2 37. Длинная линия, трансформирующая емкостную нагрузку в индуктивную

Порядок расчета:

1. Сопротивление емкости $X_C=1/\omega C=1/2\pi\cdot30\cdot10^6\cdot20\cdot10^{-12}=$ $=265$ Ом

2 Сопротивление нагрузки $Z_2=R_2-iX_C=(200-i\,265)$ Ом.

3 Фазовый набег вдоль линии $kl=2\pi l/\lambda=360°\cdot2/10=72°$ или $kl=2\pi l/\lambda=2\pi\cdot2/10=0{,}4\pi=1{,}257$ рад

4. Входное сопротивление линии, рассчитываемое по формуле (2 82), $Z_1=300\,\dfrac{(200-i\,265)+i\,300\,\mathrm{tg}\,72°}{300+i\,(200-i\,265)\,\mathrm{tg}\,72°}=(116{,}2+i\,113{,}1)$ Ом

Таким образом, сопротивление нагрузки $Z_2=(200-i\,265)$ Ом, обусловленное последовательно включенными емкостью и сопротивлением, трансформируется с помощью двухметровой линии, работающей на частоте 30 МГц, во входную нагрузку $Z_1=(116{,}2+$ $+i\,113{,}1)$ Ом, которая соответствует последовательно включенным сопротивлению (другой величины) и индуктивности L. Поэтому на рис 2 37 между рассчитываемой линией и ее эквивалентом был поставлен знак тождества Индуктивность, сопротивление которой на частоте 30 МГц составляет 113,1 Ом,

$L=113{,}1/2\pi\cdot30\cdot10^6=0{,}602$ мкГн.

Для облегчения расчетов величин X_L и X_C можно воспользоваться номограммами, приведенными на рис 2 38.

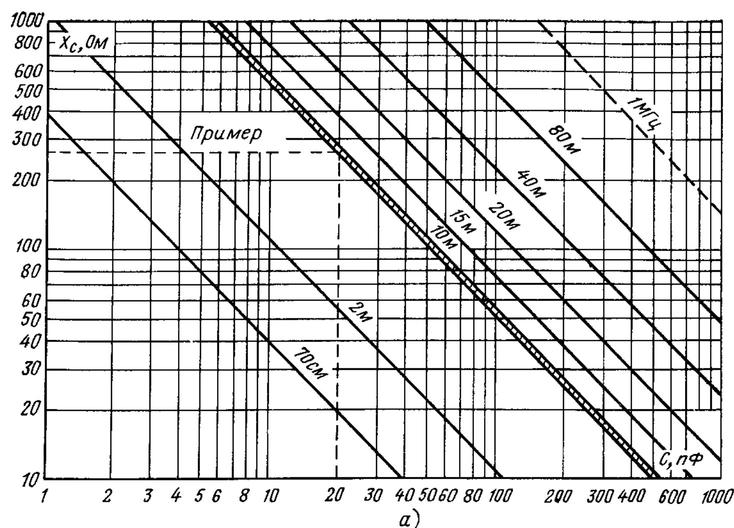
Особо рассмотрим один частный случай, вытекающий из общей формулы (2 82), а именно длина линии $l=\lambda/4$. В этом случае формула (2 82) значительно упрощается и принимает вид

$$Z_1=Z_0^2/Z_2. \tag{2 87}$$

Эту формулу следует запомнить, так как она достаточно часто будет встречаться на практике Сейчас применим эту формулу для конкретных примеров.

Пример 1. Требуется рассчитать входное сопротивление линии с волновым сопротивлением $Z_0=300$ Ом, нагруженной на антенну с $Z_2=600$ Ом, если длина линии $l=\lambda/4$ Получаем

$Z_1=300^2/605=150$ Ом.



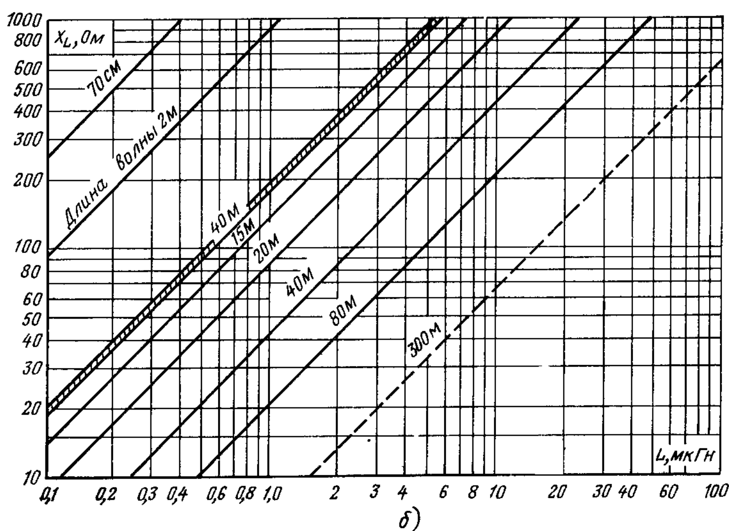


Рис. 2.38. Номограммы для определения реактивных сопротивлений для некоторых длин волн:
а — определение X_C по заданным *C*, *б* — определение X_L по заданным *L*

Пример 2. Требуется рассчитать волновое сопротивление четвертьволновой линии, согласующей два коаксиальных кабеля с сопротивлениями $Z_1=50$ Ом и $Z_2=75$ Ом. Расчет проведем по формуле $Z_0=\sqrt{Z_1Z_2}$. Подставляя в эту формулу исходные значения, получим, что $Z_0=61{,}2$ Ом.

При проведении подобных расчетов удобно пользоваться номограммой, приведенной на рис. 2.39.

Нагруженные длинные линии могут быть рассмотрены как резонансные контура. Характер изменения нагрузки в таком контуре при изменении длины линии приведен на рис. 2.36. Резонанс в линии наступает, если длина линии $l=n\lambda/4$. Для других длин, отличных от $n\lambda/4$, линия представляет собой или индуктивность, или емкость.

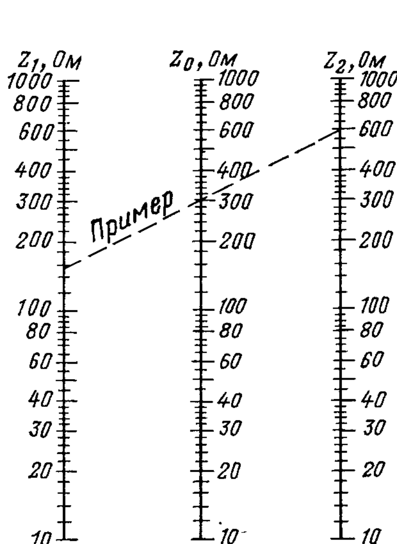


Рис. 2.39. Номограмма для определения волнового сопротивления Z_0 четвертьволнового трансформатора по заданным значениям Z_1 и Z_2 ($Z_0^2=Z_1Z_2$)

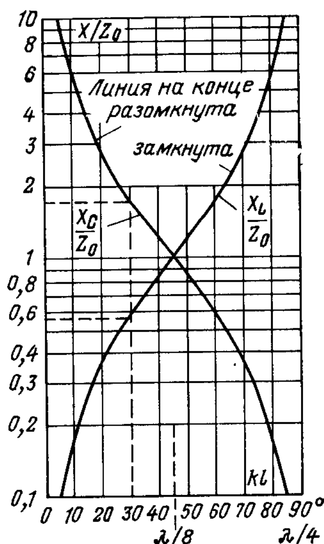


Рис. 2.40. Зависимость реактивного сопротивления линии от ее длины $kl=360°\ l/\lambda$

Если длина короткозамкнутой на конце линии $l<\lambda/4$, то ее сопротивление носит индуктивный характер и определяется по формуле

$$X_L = Z_0 \operatorname{tg} kl. \qquad (2.88)$$

В частном случае при $l=\lambda/8$ имеем: $kl=\pi/4=45°$ и $\operatorname{tg} kl=1$. Следовательно, $X_L=Z_0$. Другими словами, короткозамкнутая линия длиной $l=\lambda/8$ является индуктивностью, значение которой $L=Z_0/\omega$.

Если длина разомкнутой линии $l<\lambda/4$, то ее сопротивление носит емкостный характер и определяется по формуле

$$X_C = Z_0 \operatorname{tg} kl. \qquad (2.89)$$

В частном случае, когда $l=\lambda/8$, линия представляет собой емкость, значение которой $C=1/\omega Z_0$.

В согласующих устройствах отрезки длинной линии часто используются в качестве индуктивности или емкости. Для удобства расчета можно пользоваться графиками, приведенными на рис. 2.40.

Пример. Требуется найти входное сопротивление короткозамкнутой линии длиной $l=15$ см, имеющей коэффициент укорочения $K=0{,}905$ и волновое сопротивление $Z_0=300$ Ом для длины волны $\lambda=2$ м (150 МГц).

Порядок расчета.

1. Электрическая длина линии определяется по формуле (2.12): $l_э=l/K=15/0{,}905=16{,}6$ см$=0{,}166$ м.

2. Фазовый сдвиг вдоль линии определяется по формуле (2.14): $kl=2\pi l/\lambda=2\pi\cdot 0{,}166/2=0{,}52$ рад. или $kl=2\pi l/\lambda=360°\cdot 0{,}083=29{,}9°$.

3. Сопротивление $X_L=Z_0 \operatorname{tg} 29{,}9°=300\cdot 0{,}577=173$ Ом.

4. Индуктивность $L=X_L/\omega=173/2\pi\cdot 150\cdot 10^6=0{,}183$ мкГн.

5. Та же самая линия, только разомкнутая, имеет сопротивление $X_C=Z_0 \operatorname{ctg} 29{,}9°=300\cdot 1{,}73=520$ Ом, что эквивалентно емкости $C=1/\omega X_C=2{,}04$ пФ.

При проведении подобных расчетов удобно пользоваться графиками, приведенными на рис. 2.40. Так, например, для фазового сдвига $kl=30°$ по графикам на рис. 2.40 определяем, что $X_L/Z_0=0{,}57$ и $X_C/Z_0=1{,}75$. Следовательно, $X_L=300\cdot 0{,}57=171$ Ом и $X_C=300\cdot 1{,}75=525$ Ом. Тогда, пользуясь графиками, приведенными на рис. 2.38, находим, что $L=0{,}19$ мкГн и $C=2{,}1$ пФ. Эти результаты отличаются (с малой погрешностью) от приведенных расчетных данных. Однако полученная точность определения параметров L и C является достаточной для целей практики.

Отметим еще одно обстоятельство, вытекающее из ранее приведенных рассуждений о различном характере разомкнутой и замкнутой линий. Речь идет о способе измерения волнового сопротивления линии. Для этого достаточно определить эквивалентные индуктивности и емкости при короткозамкнутой и разомкнутой линиях. Эти измерения, как известно, провести нетрудно Тогда, зная значения измеренных L и C, можно вычислить волновое сопротивление линии:

$$Z_0=\sqrt{X_L X_C}=\sqrt{L/C}. \tag{2.90}$$

В реальных линиях всегда присутствуют потери. Это обстоятельство, как было показано ранее [см. формулу (2.35)], приводит к изменению значения волнового сопротивления линии. Кроме того, наличие потерь приводит к изменению характера распределения вдоль линии падающей, а также отраженной волны. На рис. 2.41 показано влияние затухания на характер распределения напряжения вдоль длинной линии.

Длинная линия как резонансный контур. В диапазоне УКВ длинная линия может быть использована в качестве резонансного контура. Добротность такого контура (при малом уровне потерь) [19]

$$Q=2\pi f Z_0/R=k/2\alpha, \tag{2.91}$$

где k — волновое число; α — затухание.

Для коаксиальной линии, как это было показано ранее, минимальные потери соответствуют условию $D/d=3{,}6$, т. е. волновому сопротивлению $Z_0=77$ Ом. На рис. 2.42 приведены графики добротности как функции внешнего диаметра коаксиального кабеля и частоты. Эти графики построены для коаксиальной линии, выполненной из меди и имеющей воздушную изоляцию.

Целесообразно обратить внимание на следующую информацию:

1. Входное сопротивление четвертьволновой линии без потерь или линии, длина которой кратна $(2n+1)\lambda/4$, имеет следующие значения:

для короткозамкнутой $Z_1=\infty$ (параллельный резонансный контур),

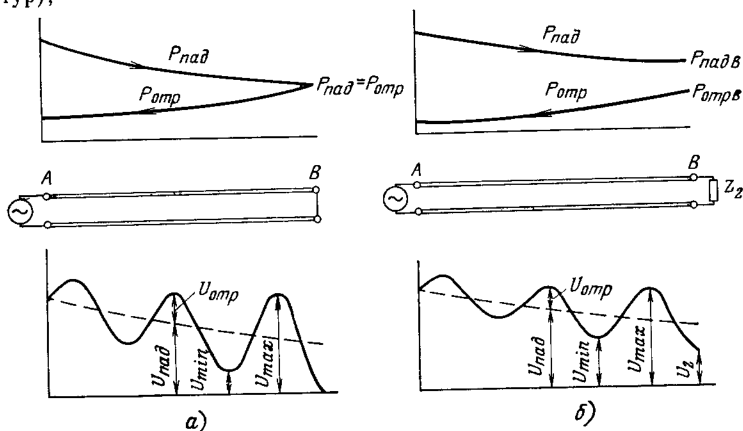


Рис. 2.41. Распределение напряжения U и мощности P падающей и отраженной волн в линии с потерями:
а — линия короткозамкнута; б — линия нагружена на сопротивление $Z_2<Z_0$

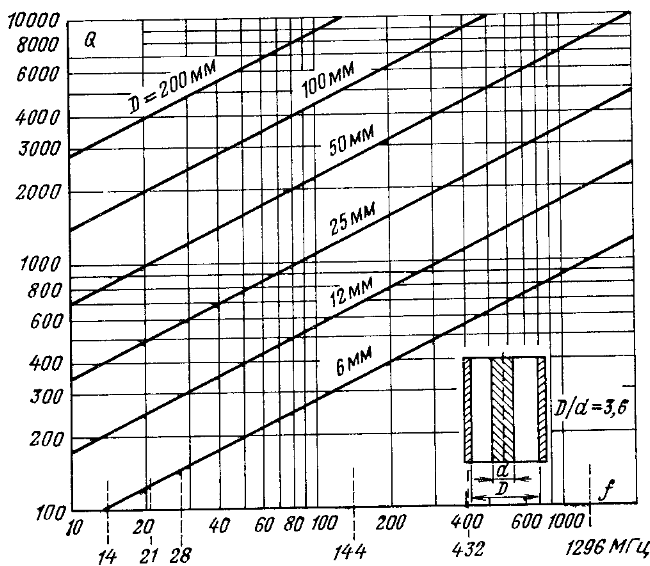


Рис. 2.42 Зависимость добротности Q четвертьволновой медной коаксиальной линии (с воздушным заполнением) от частоты

для разомкнутой $Z_1=0$ (последовательный резонансный контур).

2. Для линии с потерями входное сопротивление четвертьволновой линии определяется по следующим формулам:

для последовательного резонансного контура

$$Z_1 = Z_0\,(2n+1)\,\pi/4Q \approx Z_0\,\alpha\, l; \qquad (2.92)$$

для параллельного резонансного контура

$$Z_1 = 4Z_0\,Q/(2n+1)\,\pi \approx Z_0/\alpha\, l. \qquad (2.93)$$

3. Частотная характеристика четвертьволновой линии вблизи резонансной частоты очень похожа на обычную частотную зависимость при резонансе контура с добротностью Q. Однако следует иметь в виду, что входное сопротивление длинной линии в этой области изменяется несколько иным образом, чем сопротивление резонансного контура, образованного сосредоточенными индуктивностью и емкостью.

При небольшом отклонении частоты Δf от резонансной частоты $f_{рез}$ появляется дополнительный фазовый сдвиг

$$\delta = (2n+1)\,\pi/4 - 2\pi\,\Delta\, fl/C. \qquad (2.94)$$

Изменение входного сопротивления при небольшом отклонении частоты Δf от резонансной зависит как от длины линии l и ее затухания α, так и от дополнительного фазового сдвига δ. Для последовательного резонансного контура входное сопротивление

$$Z_{вх} \approx Z_0\,\sqrt{(\alpha l)^2+\delta^2} = \alpha\, l\, Z_0 \sqrt{1+(\delta/\alpha l)^2}; \qquad (2.95)$$

для параллельного резонансного контура

$$Z_{вх} \approx Z_0\,[(\alpha\, l)^2+\delta^2]^{-1/2} = Z_0/\alpha\, l\,\sqrt{1+(\delta/\alpha\, l)^2}. \qquad (2.96)$$

Из анализа этих формул следует, что при условии $\alpha l=\delta$ входное сопротивление линии, соответствующее последовательному резонансному контуру, в 1,4 раза больше, чем значение Z_1, рассчитанное по формуле (2.92). Более полную информацию по данному вопросу можно найти в [19, 20].

Согласование линий. Линия питания, показанная на рис. 2.31, соединяющая генератор с нагрузкой, служит для передачи возможно большей части мощности генератора $P_г$ к приемнику, т. е. к нагрузке этой линии. Мощность, принятую нагрузкой, обозначим через P_2.

Значение мощности P_2 зависит от ряда факторов, к рассмотрению которых мы и переходим.

1. В случае, когда $Z_1=Z_0=Z_2$ и в линии отсутствуют потери, мощность, выделяемая в нагрузке, $P_2=P_1=P_0$.

2. В линии с потерями мощность P_2, выделяемая в нагрузке меньше мощности P_1, поступающей на вход линии, на величину мощности потерь $P_п$ в этой линии, т. е. $P_2=P_1-P_п$.

3. В случае, когда выходное сопротивление генератора $Z_г$ не согласовано с входным сопротивлением линии $Z_1=U_1/I_1$, генератор отдает в линию только часть своей мощности $P_г$. Рассогласование сопротивлений может быть обусловлено неравенством активных сопротивлений $R_г$ не равно R_1 либо реактивных $X_г \neq -X_1$, а также обеими этими причинами, т. е. $R_г+\mathrm{i}\,X_г \neq R_1-\mathrm{i}\,X_1$. Следствием этих причин является выделение мощности генератора на выходных элементах его схемы, т. е. на аноде выходной лампы и т. п. Как

правило, равенство $R_г=R_1$ выполняется путем трансформации выходного сопротивления генератора, осуществляемой в его выходном контуре. Для того чтобы выполнить условие $X_г=-X_1$, достаточно произвести расстройку выходного контура генератора относительно резонансной частоты, что, правда, несколько изменяет значение выходного сопротивления $R_г$. Обычно передатчик имеет ограниченный диапазон изменения $Z_г$. Для обычных схем передатчиков можно указать следующие пределы изменения его выходного сопротивления: $30 \leqslant R_г \leqslant 100$ Ом, $-300 \leqslant X_г \leqslant 300$ Ом. Если входное сопротивление генератора $Z_г$ значительно отличается от входного сопротивления линии, то дополнительно применяют специальные устройства согласования. Эти устройства будут подробно рассмотрены позднее (см. § 3.4). Здесь отметим, что такие устройства обеспечивают широкополосное согласование, однако при этом вносят дополнительные потери примерно 0,5 ... 2 дБ. Поэтому, если мы хотим избежать дополнительных потерь, следует выбирать входное сопротивление линии Z_1 так, чтобы его значение лежало в пределах изменения выходного сопротивления генератора.

4. При рассогласовании входного сопротивления нагрузки Z_2 с волновым сопротивлением линии Z_0 в последней возникает помимо падающей волны $U_{пад}$ и отраженная волна $U_{отр}$. Обе эти волны образуют в линии питания стоячую волну (см. рис. 2.41). В этой ситуации мощность P_2, передаваемая в нагрузку, будет определяться равенством $P_2=P_{пад}-P_{отр}$, где $P_{пад}$ и $P_{отр}$ — мощности падающей и отраженной волны соответственно.

Отраженная волна, возвращаясь к передатчику, уменьшает уровень мощности $P_г$ до величины $P_1=P_г-P_{отр}$. Отметим, что в линии без потерь $P_2=P_1$. Это равенство не зависит от степени согласования (или рассогласования) линии питания. Тогда если $Z_г \neq Z_1$, то вновь возникает отражение. Если же $Z_г=Z_1$, то вся мощность генератора $P_г$ попадает в нагрузку, независимо от значения коэффициента стоячей волны. Вспомним, что входное сопротивление линии зависит от длины линии l, ее волнового сопротивления Z_0 и сопротивления нагрузки Z_2. Его значение определяется по формуле (2.84). И, наконец, еще раз подчеркнем, что мощность отраженной волны $P_{отр}$ не является мощностью потерь как иногда об этом пишут в книгах для радиолюбителей.

5. В линиях с потерями как падающая волна мощности $P_г$, так и отраженная волна мощности $P_{отр}$ при распространении вдоль линии претерпевают затухание (см. рис. 2.41*б*). Если хотят при использовании такой линии, имеющей кроме того рассогласование, т. е. $Z_2 \neq Z_0$, получить в нагрузке (например, в антенне) прежний уровень мощности, то необходимо увеличить уровень $P_г$ на величину $\Delta P_г=P_{зат}+P_{рас}$, где $P_{зат}$ — потери мощности на затухание, $P_{рас}$ — потери мощности из-за рассогласования.

Дополнительные потери в линии зависят как от потерь линии на затухание, так и от значения коэффициента стоячей волны $K_{стU}$ в линии. При малых значениях $K_{стU} \leqslant 2$ дополнительные потери весьма малы и лишь только при $K_{стU} \geqslant 4$ они могут достичь уровня собственных потерь линии на затухание. Отсюда следует, что на практике в диапазоне КВ, где собственные потери линии незначительны ($A<1$ дБ), можно допустить большой уровень рассогласования выходного сопротивления передатчика с входным сопротивлением линии питания. Если рассогласование выхода передатчика с линией очень велико, то одной из возможных мер улучшения согласования является изменение длины линии пита-

ния. Позднее (см. § 3.1) более подробно рассмотрим линии питания с большим значением $K_{стU}$, которые получили название резонансных

6. Дополнительные потери в линию питания вносят отдельные элементы, служащие для улучшения согласования. Целесообразность их применения решают исходя из сравнения вносимых ими потерь на затухание и дополнительных потерь из-за рассогласования (при отсутствии элементов настройки линии).

Основные параметры согласования линии. *Коэффициент отражения*

$$|r_c| = U_{отр}/U_{пад} = |Z_2 - Z_0|/|Z_2 + Z_0|, \qquad (2.97)$$

где $U_{пад}$ — напряжение падающей волны: $U_{отр}$ — напряжение отраженной волны.

Напряжение вдоль линии изменяется от максимального значения U_{max} до минимального U_{min}. Максимальное значение

$$U_{max} = U_{пад} + U_{отр}, \qquad (2.98)$$

а минимальное

$$U_{min} = U_{пад} - U_{отр}. \qquad (2.99)$$

Взаимосвязь этих параметров с коэффициентом стоячей волны $K_{стU}$ определяется по формуле

$$K_{ст.U} = U_{max}/U_{min} = I_{max}/I_{min}. \qquad (2.100)$$

Напомним, что значение коэффициента стоячей волны зависит от волнового сопротивления линии и от сопротивления нагрузки и определяется по формуле (2.83).

Подставляя значения U_{max} и U_{min} из формул (2.98) и (2.99) в формулу (2.100), получим

$$K_{ст.U} = (U_{пад} + U_{отр})/(U_{пад} - U_{отр}) = (1 + r)/(1 - r). \qquad (2.101)$$

Так же просто выразить r через $K_{стU}$:

$$r = U_{отр}/U_{пад} = (U_{max} - U_{min})/(U_{max} + U_{min}) = \\ = (K_{ст\,U} - 1)/(K_{ст\,U} + 1). \qquad (2.102)$$

В общем случае взаимосвязь $K_{стU}$ с волновым сопротивлением линии и сопротивлением нагрузки Z_2 описывается выражением

$$K_{ст\,U} = \frac{|Z_2 + Z_0| + |Z_2 - Z_0|}{|Z_2 + Z_0| - |Z_2 - Z_0|}. \qquad (2.103)$$

Формула (2.83) является частным случаем этой формулы и справедлива только для больших значений $K_{стU}$.

Значение коэффициента стоячей волны позволяет найти отношение $|Z_0|/|Z_2|$ или $|Z_2|/|Z_0|$, но не определить, которое из двух этих сопротивлений больше.

Пример. Для линии с волновым сопротивлением $Z_0 = 70$ Ом, нагруженной на неизвестное сопротивление Z_2, измеренное значение $K_{стU} = 2$. Это измерение показывает, что или $Z_2 = 2 \cdot 70 = 140$ Ом, или $Z_2 = 70/2 = 35$ Ом

В нагрузке длинной линии выделяется мощность

$$P_2 = P_{пад} - P_{отр}, \qquad (2.104)$$

где $P_{пад}$ — мощность падающей волны; $P_{отр}$ — мощность отраженной волны Для того чтобы получить формулу, связывающую мощность P_2 со значением $K_{стU}$ линии, выпишем значение квадрата коэффициента отражения:

$$^2 = U^2_{отр}/U^2_{пад} = P_{отр}/P_{пад}. \qquad (2\,105)$$

Теперь, подставляя это выражение в формулу (2 104) и используя формулу (2 102), получаем

$$P_2 = P_{пад}(1 - r^2) = P_{пад}\,4\,K_{ст\,U}/(K_C + 1)^2 =$$

$$= 4\,P_{пад}/(2 + K_{ст\,U} + 1/K_{ст\,U}). \qquad (2\,106)$$

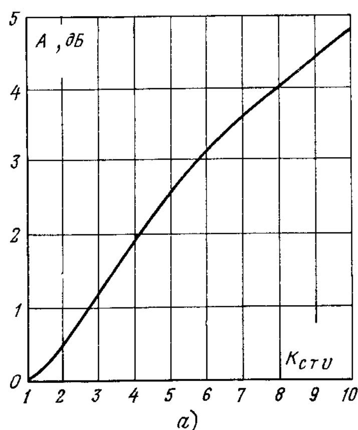
Отсюда *коэффициент передачи* линии (по мощности)

$$\eta = P_2/P_{пад} = 4/(2 + K_{ст\,U} + 1/K_{ст\,U}). \qquad (2\,107)$$

Неполная передача мощности от генератора к нагрузке ($\eta < 1$) эквивалентна потерям в линии из-за рассогласования. Уровень этих потерь

$$A = 10\lg(1/\eta) = 10\lg\left(\frac{2 + K_{ст\,U} + 1/K_{ст\,U}}{4}\right). \qquad (2\,108)$$

На графике рис 2 43*а* приведена расчетная зависимость $A(K_{стU})$



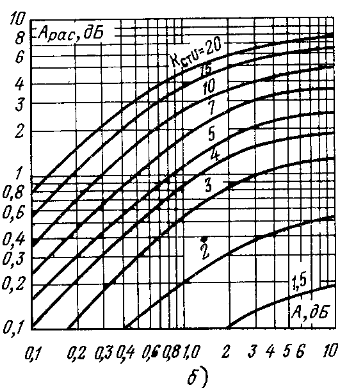


Рис 2 43 Потери в линии, обусловленные рассогласованием с нагрузкой·
а — зависимость потерь A от $K_{ст\,U}$ в линии без затухания; *б* — зависимость дополнительных потерь $A_{рас}$ от собственного затухания в линии и коэффициента стоячей волны

Формула для расчета коэффициента передачи была приведена ранее [см (2 51)] для линии с потерями, обусловленными потерями в источнике, а также потерями на рассогласование $z_2 \neq z_0$.

Для упрощения расчетов можно воспользоваться графиками, приведенными на рис 2 43*б* Отметим, что суммарные потери в линии

$$A_{\Sigma} = A + A_{\text{рос}},\qquad (2.109)$$

где $A = \alpha l$ (α — коэффициент затухания, l — длина линии), $A_{\text{рас}}$ — дополнительные потери из-за рассогласования.

Целесообразно ознакомиться с дополнительной информацией по рассматриваемому вопросу.

1 В технической литературе иногда вместо коэффициента стоячей волны используется обратная ей величина, называемая *коэффициентом бегущей волны:*

$$K_{\text{б.в}\,U} = 1/K_{\text{ст}\,U} = U_{min}/U_{max}.\qquad (2.110)$$

2. В технической литературе на английском языке коэффициент стоячей волны обозначается через *VSVR*, а в литературе на немецком языке — *SWV*.

3. О $K_{\text{ст}U}$ в линии с потерями требуется дополнительная информация: в какой точке линии получено данное значение $K_{\text{ст}U}$. В линии с потерями (рис. 2 44) отраженная волна в точке *2*

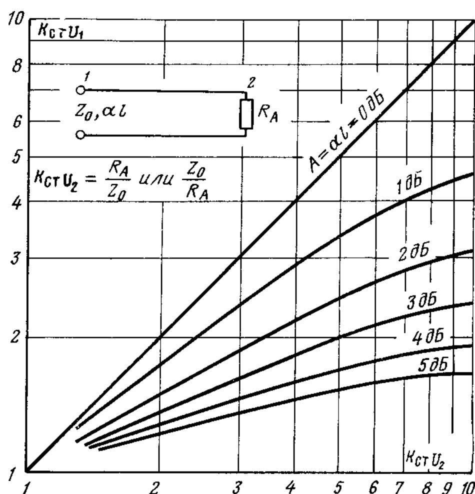


Рис 2 44 График функций $K_{\text{ст}\,U1}$ ($K_{\text{ст}\,U2}$) при различных значениях потерь A в линии

больше, чем в точке *1*, а падающая — в точке *1* больше, чем в точке *2*. Отсюда следует, что $K_{\text{ст}U1} < K_{\text{ст}U2}$, а взаимосвязь этих параметров определяется соотношением

$$K_{\text{ст}\,U\,1} = \frac{K_{\text{ст}\,U\,2}(e^{2A}+1)+e^{2A}-1}{K_{\text{ст}\,U\,2}(e^{2A}-1)+e^{2A}+1}.\qquad (2\,111)$$

На рис 2.44 приведены расчетные зависимости $K_{\text{ст}U1}(K_{\text{ст}U2})$ при различных уровнях потерь A в линии.

Пример. В линии питания для УКВ диапазона с затуханием $A = 3$ дБ измеренный в начале линии коэффициент стоячей волны $K_{\text{ст}U1} = 2$. Значение коэффициента стоячей волны, измеренного в конце линии, согласно расчетам по формуле (2 111) или по графикам на рис 2 44 составляет $K_{\text{ст}U2} = 5$.

В диапазоне КВ линии питания имеют, как правило, малые потери на затухание ($A=0,1$ ... 1,0 дБ). Поэтому дополнительные потери из-за рассогласования, даже соответствующие большим значениям $K_{стU}$, очень малы и ими можно пренебречь.

Пример. Линия питания, выполненная в виде коаксиального кабеля с диаметром внешней жилы $D=7,25$ мм и имеющая длину $l=20$ м, вносит на частоте $f=14$ МГц затухание $A=0,5$ дБ. Для этого кабеля при $K_{стU}=2$ потери увеличиваются на 0,12 дБ, а удвоение потерь соответствует значению $K_{стU}=4$.

Проведенный анализ позволяет сформулировать следующие требования на согласование линии питания.

1. Согласование можно признать удовлетворительным: в диапазоне КВ, если $K_{стU}<5$; в диапазоне УКВ, если $K_{стU}<2$.

2. Согласование можно признать хорошим: в диапазоне КВ, если $K_{стU}<2$; в диапазоне УКВ, если $K_{стU}<1,5$.

Элементы согласования. Если в длинной линии с волновым сопротивлением Z_0 в точке B подсоединить нагрузку $Z_B=R_B+iX_B\neq\neq Z_0$ (рис. 2.45*а*), то в линии возникнет стоячая волна. На рис. 2.45б приведено распределение напряжения вдоль линии при условии, что $Z_B>Z_0$, $R_B>Z_0$ и $X_B>0$. Трансформирующее действие длиной линии приводит к тому, что каждому ее сечению соответствуют различные эквивалентные значения сопротивлений R и X (рис. 2.45*в*). В точке D линии возникает узел напряжения, что соответствует наименьшему значению $R_D<Z_0$ и равенству $X_D=0$.

Для согласования линии AB с нагрузкой Z_B в точке D подсоединяют дополнительную разомкнутую четвертьволновую линию DG (рис. 2.45 *г*). На дополнительной линии DG находят точки F, которые соединяют с начальными точками A основной линии. Точки F выбирают таким образом, чтобы выполнялось равенство сопротивлений $R_E=Z_0$ Следовательно, в линии AF стоячая волна будет отсутствовать. Длину отрезка BD (от нагрузки до узла напряжения) можно найти с помощью формулы (2 86), в которой следует положить $X_1=0$. Длину отрезка DF можно определить, используя формулу (2 85)

Аналогичную процедуру можно выполнить, если $Z_B<Z_0$. Однако в этом случае $R_D>Z_0$ и для трансформации сопротивлений дополнительную четвертьволновую линию замыкают в точках G. Тогда нетрудно заметить, что после выпрямления основной линии $BDFA$ будем иметь линию, изображенную на рис. 2.45*д*, т. е. прямую линию, у которой в точках $E=F$ подключены отрезки (шлейфы) разомкнутой линии, служащие для согласования R_E с Z_0.

Лучший результат получается, если аналогичную процедуру провести для точек C, симметрично расположенных относительно точек E (рис 2.45*е*). В данном случае отрезок линии, на котором существует стоячая волна, короче, т е. $BC<BE$. Если же $Z_B<Z_0$, то в точке C подсоединяют разомкнутый отрезок (шлейф) дополнительной линии.

Перейдем к определению места включения и длины шлейфов. Если $Z_B>Z_0$, то длина отрезка BC

$$l_{BC}=(\lambda/360°)\,\mathrm{arctg}\sqrt{s}, \qquad (2\ 112а)$$

где $s=Z_B/Z_0$, а длина короткозамкнутого шлейфа

$$l_{CH}=(\lambda/360°)\,\mathrm{arcctg}\,[(s-1)/\sqrt{s}]. \qquad (2\ 112б)$$

Если же $Z_в < Z_0$, то

$$l_{BC}=(\lambda/360°)\ \mathrm{arcctg}\sqrt{s}, \qquad (2\ 113а)$$

а длина разомкнутого шлейфа

$$l_{CH}=(\lambda/360°)\ \mathrm{arctg}\ [(s-1)/\sqrt{s}]. \qquad (2\ 113б)$$

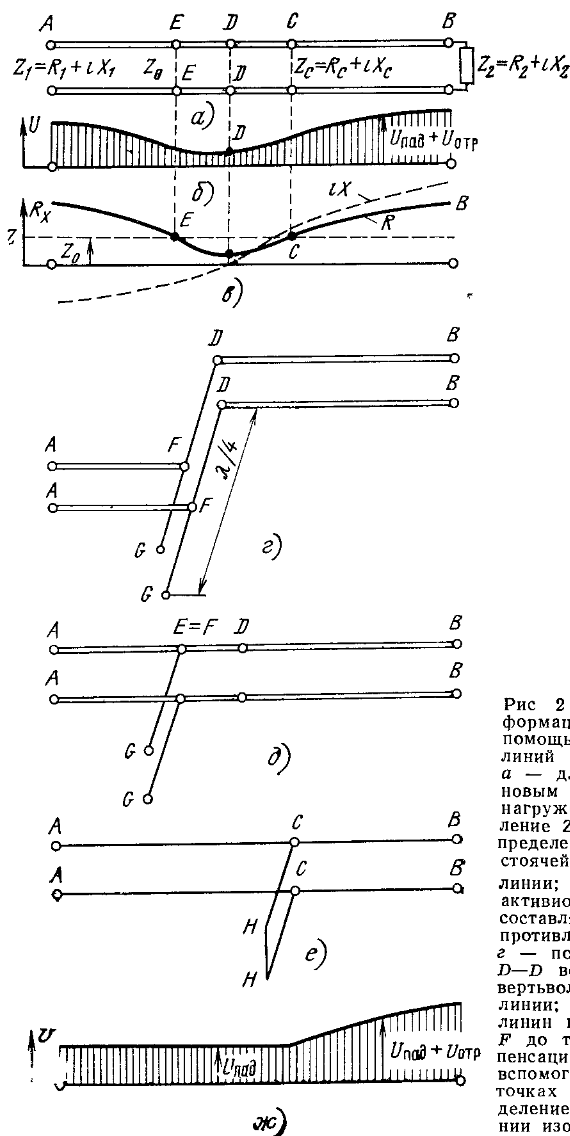


Рис 2 45 Методы трансформации и компенсации с помощью вспомогательных линий

а — длинная линия с волновым сопротивлением Z_0, нагруженная на сопротивление $Z_2=R_2+iX_2$, *б* — распределение напряжения стоячей волны $U_{ст}$ вдоль линии; *в* — распределение активной R и реактивной X составляющих входного сопротивления вдоль линии, *г* — подключение в точках D—D вспомогательной четвертьволновой разомкнутой линии; *д* — выпрямление линии на отрезке от точки F до точки D, схема компенсации при подключении вспомогательной линии в точках C—C; *ж* — распределение напряжения в линии изображенной на рис. *е*

В приведенных формулах значения обратных функций arctg x и arctg x берутся в градусах.

В работах [18, 21] получены расчетные графики для определения искомых параметров: длин шлейфов и расстояния от нагрузки до места их подключения, соответствующие условию резонанса антенны $(Z_B=R_B)$. Эти графики приведены на рис. 2 46.

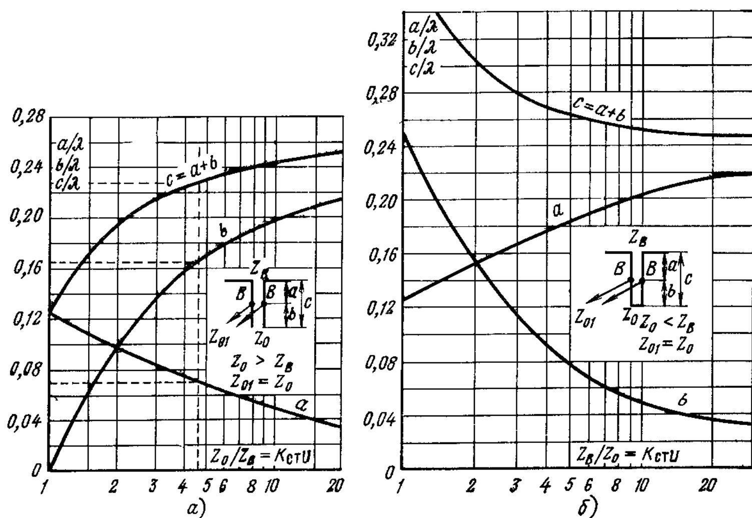


Рис 2 46 Графики для определения параметров настроечных шлейфов
а — разомкнутый, *б* — короткозамкнутый шлейф

Другим элементом согласования может служить *четвертьволновый трансформатор*. В случае, когда $Z_B=R_B$, т. е нагрузка имеет только активный характер (например, резонансная антенна), вместо подстроечных шлейфов может быть применен четвертьволновый трансформатор, являющийся более простым (в изготовлении и настройке) устройством

Волновое сопротивление четвертьволнового трансформатора или рассчитывается с помощью формулы (2 87), или определяется по номограмме на рис 2 39

Возможным вариантом четвертьволнового трансформатора является четырехполюсник, выполненный на сосредоточенных элементах (рис 2 47) Элементы этого четырехполюсника могут быть определены с помощью формул

$$X_L = 0{,}5\sqrt{R_B(Z_0-R_B)};\quad X_C = Z_0\sqrt{R_B/(Z_0-R_B)},\qquad (2\,114а),\ (2\,114б)$$

справедливых для симметричных линий, и с помощью формул

$$X_L = \sqrt{R_B(Z_0-R_B)};\quad X_C = Z_0\sqrt{R_B/(Z_0-R_B)},\qquad (2\,115а),\ (2\,115б)$$

справедливых для коаксиальных линий

Сосредоточенная емкость C в этих четырехполюсниках подключается со стороны нагрузки, если $R_B > Z_0$, или со стороны генератора, если $R_B < Z_0$ Для того чтобы от полученных значении X_L и X_C перейти к искомым значениям L и C, можно воспользоваться номограммами, приведенными на рис 2 38 Следует еще раз отметить, что такой способ согласования применим только в случае активной нагрузки, т. е когда $X_B = 0$

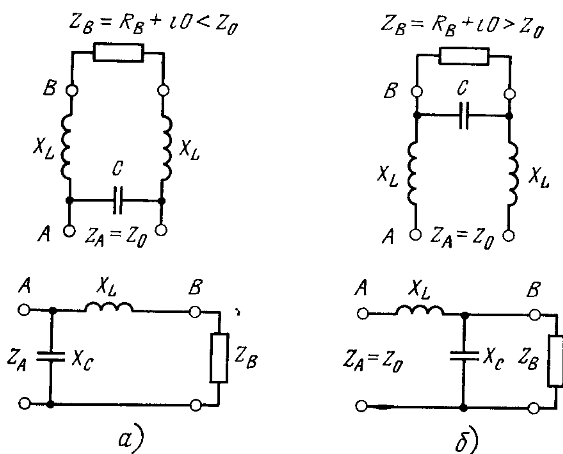


Рис 2.47. Схемы четвертьволновых трансформаторов
а — **для** $Z_B < Z_0$; *б* — **для** $Z_B > Z_0$

Вместо расчета X_L и X_C по приведенным здесь формулам, можно воспользоваться графическим методом определения этих величин Обратимся к рис 2 48 На этом рисунке проведен диаметр OR, длина которого численно равна волновому сопротивлению линии На этом диаметре построена полуокружность На диаметре OR откладываем отрезок OP, численно равный сопротивлению нагрузи R_B В точке P восстанавливаем перпендикуляр до пересечения с полуокружностью в точке M Длина отрезка PM определяет значение сопротивления X_L (в том же масштабе, что и Z_0 и R_B) Соединим точки R и M прямой и продолжим ее до пересечения с перпендикуляром, проведенным из точки O Длина отрезка ON определяет значение сопротивления X_C (в том же масштабе, что и Z_0, и R_B, и X_L).

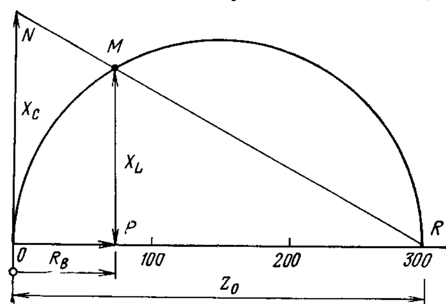


Рис 2 48 Графический метод определения X_L и X_C в коаксиальной линии

Еще один вариант выполнения четырехполюсника, осуществляющего функции четвертьволнового трансформатора, приведен на рис 2 49 Его характеристическое сопротивление

$$Z_т = X_L = X_C. \qquad (2\,116)$$

Используя известную формулу, определяющую условие согласования, можно записать выражение для $Z_т$:

$$Z_т = \sqrt{R_B Z_0}. \qquad (2\,117)$$

По этим формулам можно определить параметры четырехполюсника X_L и X_C, а далее, используя номограммы на рис 2 38,

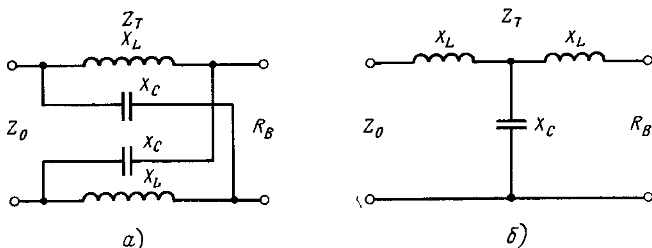


Рис 2 49 Схемы трансформирующих четырехполюсников
а — X четырехполюсник, б — Т четырехполюсник

найти значения L и C Этот тип четырехполюсника используется только для симметричных линий и известен как *X-четырехполюсник* Эквивалентом *X*-четырехполюсника для несимметричных линий является *Т*-четырехполюсник Его элементы также рассчитываются по формулам (2 116) и (2 117)

2.3. Элементы теории антенн

Главной задачей при проектировании антенн является определение требуемой характеристики излучения и входного сопротивления антенны Эти обе величины в рабочем диапазоне частот должны быть постоянными или, по крайней мере, изменяться в допустимых пределах Профессиональные антенны, как правило, работают в одном диапазоне частот Для радиолюбительских антенн требуется реализация приемлемых параметров в нескольких диапазонах.

Характер электромагнитного поля, излучаемого антенной, зависит как от распределения токов на антенне, так и от расстояния, на котором анализируется поле излучения (см § 2 1) Характер распределения поля в ближней зоне и в зоне дифракции позволяет предвидеть распределение излучения антенны в дальней зоне Распределение поля в ближней и средней зонах является предметом лабораторного изучения Для практики наибольший интерес представляет распределение излучения антенны в дальней зоне

Характеристика излучения антенны в дальней зоне определяется пространственным распределением напряженности поля излученной антенной энергии, а также поляризацией излученной волны

Для анализа пространственных распределений мощности (поля) излучения и поляризации введем сферическую систему коорди-

нат, показанную на рис. 2.10. В этой системе координат можно определить зависимость мощности P как функцию координат r, φ и θ. Однако можно оперировать и с распределением $E(r, \varphi, \theta)$, так как E и P однозначно связаны между собой [см. формулы (2.20) и (2.28)]. Кроме того, для полного описания характеристики излучения необходимо знать зависимость ориентации вектора E и зависимость фазы излученной волны от координат r, φ, θ.

Проведем из точки N, в которой расположена антенна, радиусы-векторы, длина которых равна модулю мощности P, для каждого углового направления. Геометрическое место концов радиусов-векторов образует пространственную фигуру, характеризующую пространственное распределение потока энергии, излученной антенной. Это распределение носит название *диаграммы направленности* (рис. 2.50). Такая диаграмма имеет главный (основной) лепесток *(a)*, боковые лепестки *(b)* и задний лепесток *(c)*.

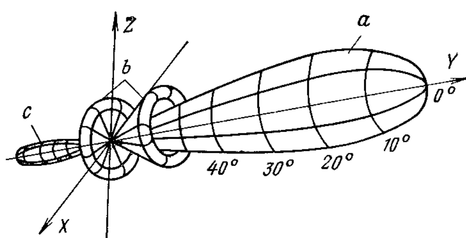


Рис 2.50 Диаграмма направленности (пространственная): *a* — главный, *b* — боковые, *c* — задний лепестки

Пространственная диаграмма направленности мало пригодна для точного анализа характеристик антенны, и поэтому на практике обычно пользуются графиками распределения мощности излучения в двух основных плоскостях, т. е в плоскостях XY и YZ (см. рис. 2.50). Эти распределения также носят название диаграмм направленности. Получили распространение диаграммы направленности, представленные или в полярной системе координат (см рис 2.51*а, б*) или в декартовой (прямоугольной) системе координат (см. рис. 2.51*в, г*).

Из рассмотрения представленных на этих рисунках диаграмм направленности легко определить их главный, боковые и задний лепестки. Кроме того, из анализа диаграмм (см. рис. 2.51*в*) легко установить угловые направления θ_{01}, θ_{02} .., которые соответствуют нулевому уровню излучения антенн, а также угловые направления $\theta_{б1}$, $\theta_{б2}$, ..., которые соответствуют максимальному уровню излучения в боковых направлениях.

На практике используются два способа описания распределения интенсивности излучения. В одном из них (см. рис. 2.51*а, в*) используемость зависимость P/P_{max}, а во втором (см. рис. 2.51*г*) — зависимость $20\ \lg(E/E_{max})$. Различный масштаб может быть использован и одновременно (см. рис. 2.51*б*).

Введем количественную оценку диаграммы направленности, а именно *ширину главного лепестка*. Ширина главного лепестка (см рис. 2.51*а*) измеряется углом α между двумя направлениями, лежащими слева и справа от направления максимального излучения, для которых мощность излучения уменьшается в 2 раза.

Кроме этой характеристики для описания диаграммы направленности используется также понятие ширины диаграммы по ну-

лям, т. е. угловое расстояние между направлениями, соответствующими ближайшим к главному лепестку углам, для которых $P=0$. Эту характеристику обозначим через $2\theta_0$.

Иногда еще встречается и другая характеристика угловой ширины основного лепестка диаграммы направленности, а именно

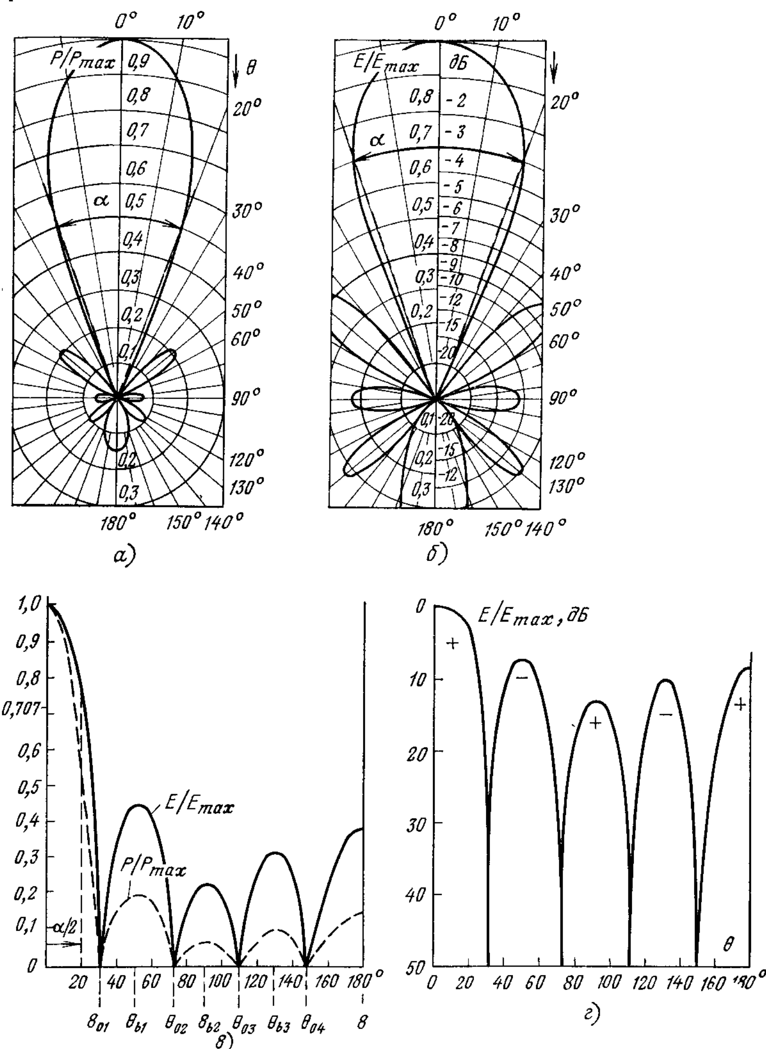


Рис 2.51. Диаграммы направленности:
а — по мощности в полярной системе координат; *б* — по полю в полярной системе координат: *в* — в прямоугольной системе координат с линейным масштабом уровня излучения; *г* — в прямоугольной системе координат с логарифмическим масштабом уровня излучения

ширина по уровню 0,1—(10 дБ). Эту характеристику обозначают через $\alpha_{0,1}$.

Обратим внимание читателя на то обстоятельство, что на приведенных диаграммах показаны нормированные к своему максимальному значению распределения типа P/P_{max} или E/E_{max}. Введение этих безразмерных величин, не зависящих от абсолютного значения уровня P (или E), в значительной степени облегчает анализ направленных свойств антенн.

Следует отметить, что между этими безразмерными величинами существует следующая взаимосвязь:

$$P/P_{max} = E^2/E^2_{max} \quad \text{или} \quad E/E_{max} = \sqrt{P/P_{max}}. \qquad (2.118)$$

Используя эти соотношения, еще раз отметим, что ширина главного лепестка диаграммы направленности определяется из условия $P/P_{max}=0{,}5$ или $E/E_{max}=0{,}7$.

Обратим внимание читателя на то, что в различных изданиях встречаются различные представления диаграмм направленности, и поэтому для правильного сравнения направленных свойств антенн крайне важно представить сравниваемые диаграммы в едином масштабе. Наиболее целесообразно для сравнения уровня бокового излучения антенн использовать диаграммы направленности в прямоугольной системе координат с логарифмической шкалой относительного уровня излучения.

Обычно диаграммы направленности антенны являются симметричными относительно углового направления $\theta=0°$, и поэтому для экономии места приводят только одну половину диаграммы (см. рис 2.51*в*).

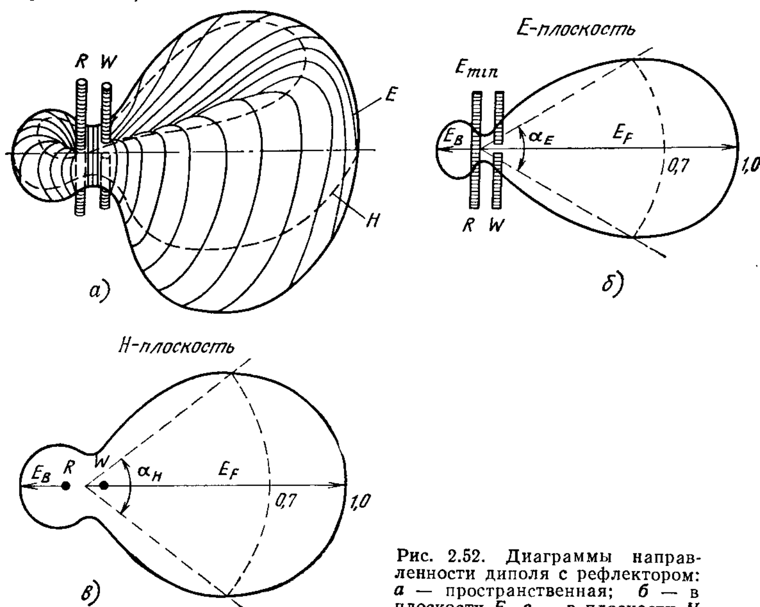


Рис. 2.52. Диаграммы направленности диполя с рефлектором: *а* — пространственная; *б* — в плоскости *E*, *в* — в плоскости *H*

Сравнение различных диаграмм направленности, приведенных на рис. 2.51, показывает, что наиболее удобными, точнее, наиболее информативными являются диаграммы, на которых представлено отношение E/E_{max}. Именно таким представлением диаграмм и будем пользоваться при дальнейшем изложении. Добавим, что при использовании логарифмического масштаба ширина диаграммы направленности антенны соответствует уровням излучения —3 дБ (см. рис. 2.51*б*).

Если диаграмма направленности не представляет собой тела вращения, то для полного представления диаграммы недостаточно ограничиться только одним ее сечением, а необходимо привести, по крайней мере, сечения диаграммы в двух ортогональных плоскостях Обратимся к рис. 2.52*а*, на котором приведена пространственная диаграмма направленности антенны, выполненной в виде двух вибраторов (один вибратор является активным, а другой — пассивным). Проведем для плоскости сечения, одна из которых (*H*-плоскость) является экваториальной, т. е. перпендикулярной осям вибраторов и проходящей через точку, соответствующую максимальному излучению, а вторая (*E*-плоскость) является меридианной, т. е. перпендикулярной первой и также проходящей через точку, соответствующую максимальному излучению.

Диаграммы направленности в этих плоскостях приведены на рис. 2.52*б* и *в* соответственно. Может оказаться, что ширины диаграмм направленности в обеих плоскостях не равны между собой, т. е. $\alpha_H = \alpha_E$.

Для анализа диаграмм направленности реальных антенн, расположенных на или вблизи поверхности земли, вводят определения горизонтальной и вертикальной плоскостей. Так, например, для вибраторной антенны, ориентированной вдоль поверхности земли, плоскость *E* будет совмещена с горизонтальной плоскостью.

Для анализа антенны, имеющей сложную характеристику излучения, иногда используют картографическую проекцию сферы, на которой приведены значения нормированного уровня излучения (рис. 2.53). Таким же способом можно представить и поляризационные характеристики излучения антенны (см. рис. 2.12), а также фазовую диаграмму направленности.

Иногда информацию о фазовой диаграмме приводят на диаграмме направленности уровня излучения. Так, например, на рис. 2 51*г* знаками + и — указано, что соседние лепестки диаграммы направленности имеют знакопеременную фазу, отличающуюся на π.

Как правило, излучение антенны в областях боковых и задних лепестков является бесполезным, а зачастую и просто вредным Уровень излучения в области боковых лепестков принято характеризовать с помощью отношения уровня излучения в главном лепестке к максимальному уровню излучения наибольшего бокового лепестка:

$$F/S = E_{max}/E_{Б\,max}. \tag{2.119}$$

Подобным образом определяют и уровень излучения в направлении заднего лепестка:

$$F/B = E_{max}/E_{з\,max}. \tag{2.120}$$

В реальных антеннах из-за ряда причин (например, из-за ошибок при выполнении антенны, из-за влияния окружающей среды

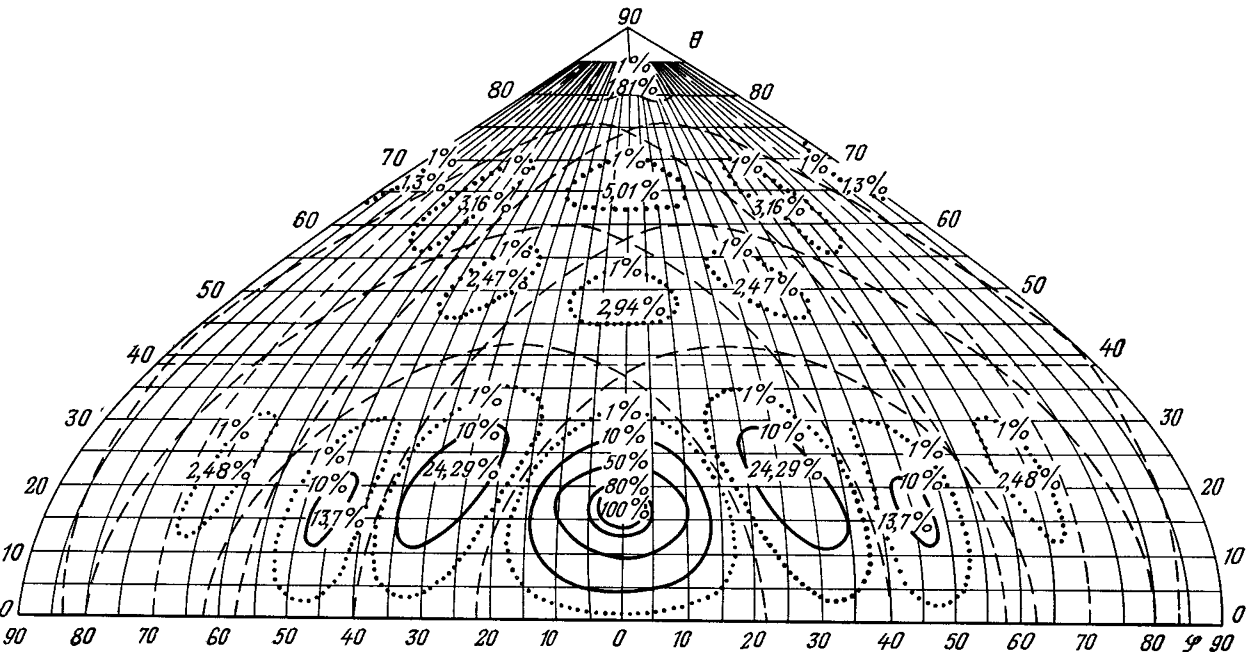


Рис 2 53 Картографическая проекция диаграммы направленности ромбической антенны (замкнутыми линиями показаны одинаковые уровни излучения антенны)

и т. п.) излучение в направлениях между соседними лепестками не имеет нулевого уровня. Реальное ослабление излучения антенны в этих направлениях принято характеризовать отношением

$$Z/F = E_0/E_{max}, \qquad (2.121)$$

где E_0 — напряженность поля в направлениях нулевого излучения антенны.

Для хорошей радиолюбительской антенны (имеется в виду направленная антенна) справедливы следующие оценки введенных параметров: $F/S > 30$ дБ, $F/B > 20$ дБ, $Z/F < -50$ дБ.

Иногда для оценки направленных свойств антенны вводят еще одну характеристику — *коэффициент рассеяния:*

$$\rho = (P - P_{гл})/P = P_б/P, \qquad (2.122)$$

где P — суммарная мощность излучения антенны; $P_{гл}$ — мощность излучения в главном лепестке; $P_б$ — суммарная мощность излучения по всем боковым и заднему лепесткам.

При проектировании антенн основной задачей является выбор, а затем и конкретная реализация необходимых направленных свойств, в первую очередь, диаграммы направленности В последующих параграфах этой главы описаны характеристики излучения основных элементов антенны, а также приведены соотношения для расчета сложных составных антенных систем. Но прежде рассмотрим другие основные характеристики антенны

Предположим, что имеется гипотетическая всенаправленная антенна, идеально согласованная с генератором и излучающая мощность P. Плотность мощности излучения такой антенны не зависит от полярных координат точки наблюдения φ и θ, а зависит только от расстояния r:

$$P_и = P/4\pi r^2. \qquad (2.123)$$

При выводе этой формулы было использовано известное выражение для площади поверхности сферы, радиус которой равен r: $S_{сф} = 4\pi r^2$.

Можно в формуле (2.123) исключить зависимость от расстояния r и записать

$$P'_и = P/4\pi. \qquad (2.124)$$

По сути дела, приведенное выражение означает плотность мощности излучения всенаправленной антенны, приходящуюся на единицу телесного угла. Напомним, что суммарный телесный угол составляет 4π

Теперь введем одну из основных характеристик антенны — *коэффициент направленного действия* Коэффициент направленного действия D показывает, во сколько раз плотность мощности P излучения данной антенны в направлении (θ, φ) превосходит плотность мощности излучения изотропной антенны $P_и$ при условии, что суммарные мощности излучения обеих антенн одинаковы:

$$D_и = P/P_и. \qquad (2.125)$$

Зависимость коэффициента направленного действия от угловых координат точки наблюдения повторяет пространственную диаграмму направленности (см рис 2.50) Для направления главного излучения эта величина принимает максимальное значение и очень часто под коэффициентом направленного действия антенны понимают значение коэффициента направленного действия в направле-

нии главного излучения. Для направлений, отличных от направления главного излучения, величина $D_и$ уменьшается, достигая значений $D_и=0$ в направлениях, которым соответствует нулевой уровень диаграммы направленности.

Коэффициент направленного действия антенны можно определить иначе — эта величина показывает, что в $D_и$ раз надо увеличить мощность излучения изотропной антенны по сравнению с мощностью, подводимой к испытуемой антенне, чтобы получить равный уровень мощности на выходе некоторой приемной антенны.

На практике очень часто коэффициент направленного действия антенны выражается в децибелах:

$$d_и = 10 \lg D_и. \tag{2.126}$$

Так как реальных изотропных антенн (у которых $D_и=1$) не существует, иногда коэффициент направленного действия вводится путем сравнения плотностей мощности излучения испытуемой антенны и полуволнового диполя, для которого $D_и=1{,}64$ или $d_и=2{,}15$ дБ. Для того чтобы пересчитать значения коэффициента направленного действия $D_и$ относительно изотропного излучателя к коэффициенту направленного действия относительно полуволнового диполя D, можно воспользоваться следующими формулами:

$$D = 0{,}61\, D_и; \tag{2.127а}$$

$$d = (d_и - 2{,}15)\ дБ. \tag{2.127б}$$

В табл. 2.4 приведены значения коэффициента направленного действия некоторых типов антенн.

ТАБЛИЦА 2.4

Коэффициент направленного действия и значения эффективной площади раскрыва $A_{эфф}$ основных типов дипольных антенн

Тип антенны	D	d, дБ	$A_{эфф}$
Изотропная (равномерное излучение по всем направлениям)	1,00	0	0,08 λ^2
Диполь Герца (короткий диполь с равномерным распределением тока)	1,50	1,76	0,12 λ^2
Четвертьволновый диполь, расположенный над идеальным экраном	3,28	5,15	0,26 λ^2
Полуволновый диполь:			
в свободном пространстве	1,64	2,15	0,13 λ^2
размещенный на высоте $\lambda/2$ над идеальным экраном ($\sigma=\infty$)	6,93	8,41	—
Волновой диполь в свободном пространстве	2,40	3,81	0,19 λ^2

Следует обратить внимание читателя на то, что в американской технической литературе используется, как правило, выражение для коэффициента направленного действия D в виде формулы (2.127), тогда как в европейской литературе принято определение D, задаваемое формулой (2.125). Для того чтобы избежать путаницы в этом вопросе, иной раз приводящей к сенсационным псевдооткрытиям, необходимо каждый раз удостовериться, относительно какого источника (изотропного или полуволнового) принято нормирование коэффициента направленного действия.

Если направленные свойства антенны таковы, что ее диаграмма направленности содержит только основной лепесток (боковые и задний лепестки отсутствуют), то ориентировочный расчет коэффицнента направленного действня можно провести, если известны шнрнны диаграммы направленности главного лепестка в двух основных плоскостях, т. е. если известны величины α_E н α_H. Этот метод может быть использован н для расчета другнх типов антенн.

Расчетная формула имеет вид

$$D_{\text{и}} = 41\,250\, C/\alpha_H^\circ \alpha_E^\circ, \tag{2.128а}$$

или $$d_{\text{и}} = 10 \lg \left(C\pi/\alpha_H^\circ \alpha_E^\circ \right) + 41{,}18 \text{ дБ}, \tag{2.128б}$$

где α°_H и α°_E — ширины главного лепестка днаграммы направленности в двух плоскостях, C — некоторый коэффицнент, значение которого завнснт от внда диаграммы направленностн

Значение коэффициента C тесно связано со значением коэффицнента рассеяния (2.122). Так, например, для антенны с однолепестковой диаграммой, для которой $\rho = 0$, коэффициент $C = 1$. Для антенн тнпа «волновой канал» можно положить, что $C \approx 0{,}8$. Для некоторых других типов антенн значенне коэффнциента C уменьшается до 0,3 [8].

Увеличение плотности мощности нзлучения, характеризуемое коэффициентом направленного действия антенны, получено без учета реальных потерь, присущих данному типу антенны. Иногда, особенно для остронаправленных антенн, выигрыш, достнгаемый за счет увеличения D, частично уменьшается из-за потерь.

Коэффициентом полезного действия антенны называют отношение мощности $P_{\text{изл}}$, излученной антенной, к мощности $P_{\text{вх А}}$, подводимой к антенне:

$$\eta = P_{\text{изл}}/P_{\text{вх А}}. \tag{2.129}$$

Усиление антенны связано с коэффициентом направленного действия $D_{\text{и}}$ и коэффнциентом полезного действия η соотношением

$$G_{\text{и}} = \eta D_{\text{и}}. \tag{2.130а}$$

Если же нормнрование коэффициента направленного действия илн усилення проводилось относительно полуволнового диполя, то

$$G = 0{,}61\, \eta D_{\text{и}}. \tag{2.130б}$$

Для расчета усиления антенны, если известны α_E и α_H, т. е. ширины главного лепестка в двух главных ортогональных плоскостях, то можно воспользоваться формулами

$$G = 24\,000/\alpha_E^\circ \alpha_H^\circ; \tag{2.131а}$$

$$g = 43{,}8 - 10 \left(\lg \alpha_E^\circ + \lg \alpha_H^\circ \right) \text{ дБ}, \tag{2.131б}$$

где α°_E и α°_H заданы в градусах, а также номограммой, приведенной на рис. 2 54, которая построена на основании этих формул.

Приведенные формулы справедливы для антенн, у которых $\eta \geqslant 0{,}8$ и уровень боковых лепестков не превышает —20 дБ.

Сопротивление излучения аитенны. Каждый элемент передающей антенны участвует в излучении, нзлучая парциальную мощность Δp (рис. 2.55). Сумма всех мощностей всех парциальных

элементов и составляет результирующий поток энергии. Парциальнаи мощность излучення элемента Δl завнснт от места расположення элемента на антенне, так как значении токов, проходящих через различные элементы, различны и, кроме того, завнсят от значения тока I_A, подводимого к входным клеммам (зажнмам) антенны.

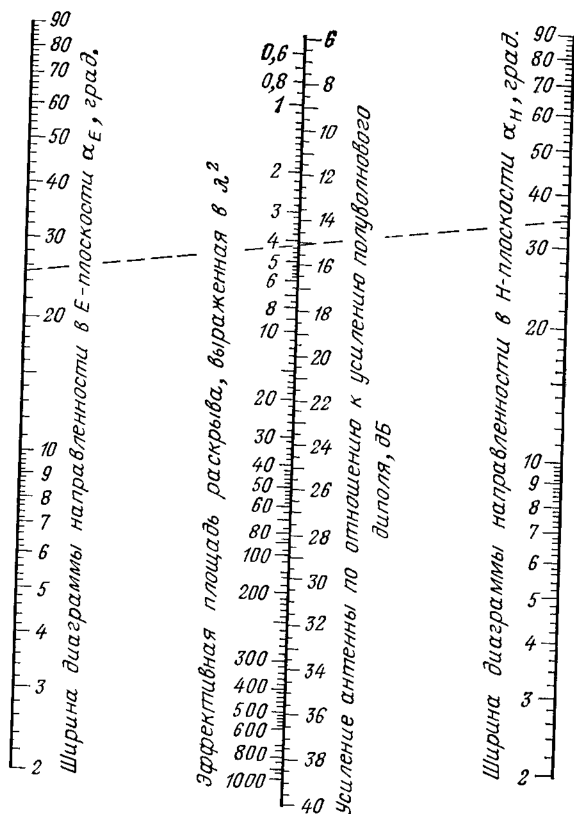


Рис. 2.54. Номограмма для определения усиления антеины и ее эффективной площади раскрыва по заданным значениям ширины диаграммы направленности в E-плоскости (α_E) и H-плоскостн (α_H)

Для $\alpha_E=25°$ и $\alpha_H=35°$ находим, что $G=15{,}1$ дБ и $A=4{,}3\,\lambda^2$.

Взяв отношение мощности $P_{изл}$ к квадрату тока, получим, что в точках $A-A$

$$Z_{изл\,A}=R_{изл\,A}+\mathrm{i}\,X_{изл\,A}=P_{изл}/I_A^2. \qquad (2.132)$$

На практике сопротивление излучения антенны определяют поразному. Можно определять $Z_{изл}$ относительно входных клемм антенны. Однако для антенн, расположенных блнзко над землей, сопротивление Z_A определяют относительно точки заземления.

В резонансных антеннах сопротивление излучения, называемое характеристическим сопротивлением, относят к точкам, соответствующим максимальному значению тока.

Для бесконечно тонкой антенны, распределение тока на которой синусоидально, оба сопротивления связаны между собой зависимостью

$$Z_{\text{вх A}} = Z_{\text{изл}}/\cos^2 kx, \qquad (2.133)$$

где $Z_{\text{вх A}}$ — входное сопротивление антенны относительно точек $A—A$, $Z_{\text{изл}}$ — сопротивление излучения антенны; kx — фазовое распределение от точки питания до точки, соответствующей максимальному значению тока.

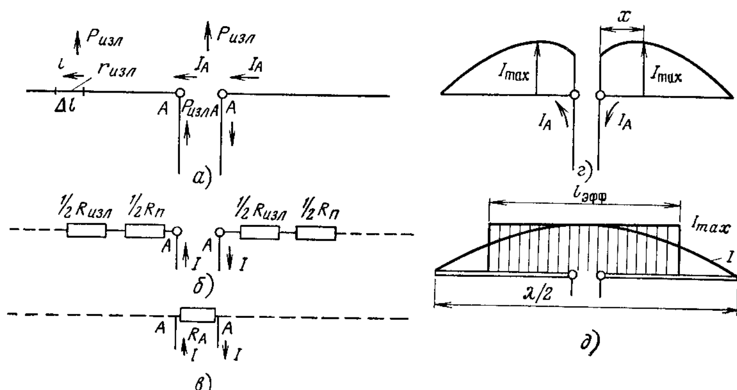


Рис. 2.55. Входное сопротивление антенны:
а — элементарный отрезок Δl с током i, сопротивлением излучения $r_{\text{изл}}$ и излучаемой мощностью $P_{\text{изл}}$; *б* — схема замещения сопротивления излучения $R_{\text{изл}}$ и сопротивления потерь $R_{\text{п}}$; *в* — эквивалентная схема для R_{A}; *г* — распределение токов в диполе; *д* — эквивалентная длина полуволнового диполя

Ток, проходящий через входные клеммы антенны,

$$I_{\text{A}} = I_{max} \cos kx, \qquad (2.134)$$

где I_{max} — максимальное значение тока.

Ток, проходящий по антенне, выполненной из материала с конечной проводимостью σ, выделяет тепловую мощность

$$P_{\text{п}} = R_{\text{п}} I_{\text{A}}^2, \qquad (2.135)$$

где I_{A} — ток в антенне: $R_{\text{п}}$ — сопротивление потерь в антенне. Сопротивление потерь $R_{\text{п}}$ зависит не только от проводимости σ материала, но и от характера распределения тока по антенне.

Сумма обоих сопротивлений (сопротивления потерь и сопротивления излучения) и составляет *входное сопротивление антенны*

$$R_{\text{вх}} = R_{\text{п}} + R_{\text{изл}}. \qquad (2.136)$$

Понятие входного сопротивления можно отнести и к приемной антенне. Для приемной антенны справедливо соотношение

$$\eta = R_{\text{изл}}/R_{\text{вх}}, \qquad (2.137)$$

где η — коэффициент полезного действия Из этой формулы следует, что антенна, имеющая большее значение сопротивления излучения $R_{изл}$, имеет и большее значение коэффициента полезного действия

Отметим, что для источника питания антенна представляет собой сопротивление

$$Z_A = R_A + i X_A. \qquad (2.138)$$

Для антенны, настроенной в резонанс, сопротивление Z_A имеет только действительную составляющую ($X_A=0$). При незначительной отстройке антенны от резонанса (например, изменением частоты или длины антенны) наблюдается существенное возрастание X_A при практически постоянном значении R_A.

Приведем типичные значения входного сопротивления антенн, имеющих длину l и выполненных из провода диаметра d:

диполь полуволновый	$R_A=60\div75$ Ом
диполь волновой	$R_A=600\div3000$ Ом
петлевой диполь	$R_A=250\div300$ Ом

Приведенные данные справедливы при условии, что $70\leqslant l/d\leqslant \leqslant 10\,000$.

Эффективная (действующая) длина антенны. Электродвижущая сила V, наведенная в антенне, на которую падает плоская волна, зависит от напряженности электрического поля падающей волны E, направления, с которого падает эта волна, и эффективной (действующей) длины антенны

Эффективной длиной антенны называют отношение электродвижущей силы V (в милливольтах), наведенной в антенне, к напряженности электрического поля E (в милливольтах на метр) в месте расположения приемной антенны

$$l_{эфф} = V/E, \qquad (2.139)$$

где l — дана в метрах.

Эффективная длина антенны зависит от коэффициента усиления и входного сопротивления антенны [8].

$$l_{эфф} = (\lambda/\pi)\sqrt{GR_A/73{,}1}. \qquad (2.140)$$

Напряжение на выходе антенны, согласованной с приемником,

$$U_A = V/2 = l_{эфф}\,E/2. \qquad (2.141)$$

Для полуволнового диполя ($G=1$, $R_A=73{,}1$ Ом) из формулы (2.140) следует, что $l_{эфф}=\lambda/\pi$. Для коротких антенн за эффективную длину принимается половина ее геометрической длины.

Отметим, что эффективная длина является условным понятием, которое не имеет прямой связи с физической длиной антенны Так как это понятие впервые было введено при исследовании вертикальных вибраторов средних волн, то его вначале понимали как эффективную высоту подвеса антенны И уже в данной ситуации отсутствует прямая связь между понятием эффективной высоты подвеса антенны и ее физическими размерами. Отметим, что иногда используется и иное определение эффективной длины антенны

В реальных антеннах распределение тока вдоль антенны носит неравномерный характер: ток в некоторых точках имеет мак-

симальное значение I_{max}. Пусть антенна в направлении главного излучения создает поле E. Можно предположить, что то же самое поле E создается другой антенной, имеющей длину $l_{эфф}$, у которой ток, имеющий равномерное распределение, равен I_{max} (рис. 2 55д).

Из графиков, приведенных на рис 2 56, видно, что электродвижущая сила, наведенная в полуволновом диполе в диапазоне КВ, больше, чем в диапазоне УКВ, при равенстве напряженностей поля E, возбуждающего антенны. Из этого же рисунка видно, что для диполя в диапазоне $\lambda=10$ м, имеющего усиление $G=1$, его длина $l_{эфф}=3{,}18$ м. В диапазоне $\lambda=2$ м та же самая антенна с эффективной длиной $l=3{,}18$ м имеет усиление $G=14$ дБ.

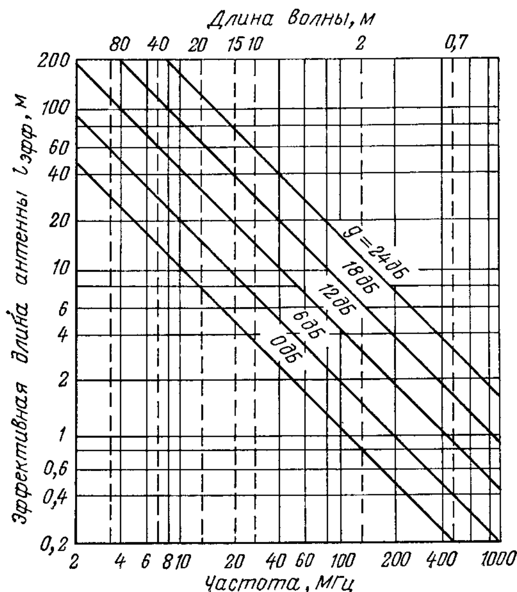


Рис. 2.56. Зависимость эффективной длины антенны от частоты (длины волны) и усиления

Эффективная площадь раскрыва антенны. Поток вектора Умова — Пойнтинга передающей антенны на расстоянии r от нее определяется по формуле

$$p = p_{н} G = G P_{изл} / 4\pi r^2. \qquad (2\,142)$$

Перехватываемая антенной мощность зависит от такого параметра, как площадь апертуры (раскрыва) антенны. Для того чтобы лучше уяснить себе этот термин, представим приемную антенну в виде рупорной антенны, на которую падает плоская волна (рис. 2.57). Если бы эта антенна могла поглощать всю мощность, падающую на ее раскрыв (апертуру), то мощность, принятая антенной, была бы равна

$$P = p A. \qquad (2.143)$$

Падающая на раскрыв антенны электромагнитная волна возбуждает в антенне с входным сопротивлением $Z_A = R_A + iX_A$ электродвижущую силу V. Часть принятой антенной мощности передается к приемнику, имеющему входное сопротивление $Z_0 = R_0 + iX_0$ (рис. 2.58). Тогда ток, который проходит в приемник, подключенный к антенне,

$$I_A = V/(Z_0 + Z_A), \tag{2.144}$$

а мощность, выделяемая в приемнике,

$$P_0 = |I_A|^2 R_0 = V^2 R_0/[(R_A + R_0)^2 + (X_A + X_0)^2]. \tag{2.145}$$

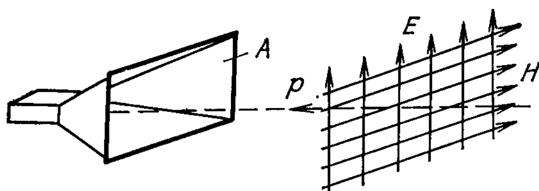


Рис. 2.57. Паденне плоской волны на раскрыв A рупорной антенны

Достаточно просто показать, что максимальная мощность, выделяемая в прнемнике, соответствует условию согласованння сопротнвлений, согласно которому $R_A = R_0$ и $-X_A = X_0$.

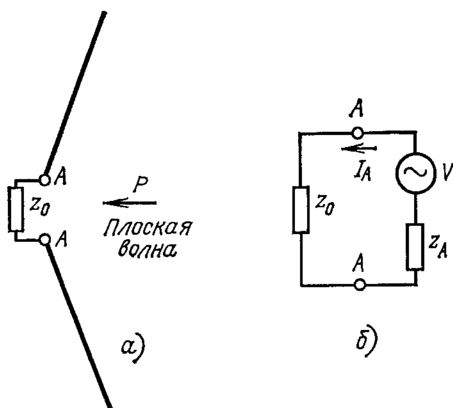


Рис. 2.58. Возбужденне антенны падающей волной: *а* — антенна, нагруженная на сопротивление Z_0, на которую падает плоская волна; *б* — эквивалентная схема

Введем понятие *эффективной площади раскрыва*, под которой будем понимать отношение мощности, попадающей в приемник P_0, к плотности мощности p, падающей на раскрыв антенны:

$$A_{эфф} = P_0/p. \tag{2.146}$$

Для антенны без потерь ($R_п = 0$) согласно формуле (2.136) $R_A = R_{изл}$. Тогда при полном согласовании, т. е. при $R_0 = R_{изл}$, получаем формулу для максимального значения эффективной площади раскрыва

$$A_{эфф\,max} = V^2/4pR_{изл} = I_A^2 R_0/p. \tag{2.147}$$

В табл. 2.4 приведены значения $A_{эфф\,max}$ для некоторых типов антенн.

Для реальных антенн значение $A_{эфф\,max}$ всегда меньше физической площади раскрыва антенны. Для оценки эффективной площади раскрыва антенны вводят понятие коэффициента использования поверхности раскрыва, равного отношению эффективной площади раскрыва антенны к физической площади раскрыва:

$$K_{и.п} = A_{эфф}/A_{ф}. \qquad (2.148)$$

Максимальное значение коэффициента использования поверхности раскрыва достигает (для идеальных антенн) значения $K_{и\,п}=1$. Для весьма хороших антенн значение коэффициента использования поверхности достигает значений 0,7 ... 0,8.

Ток $I_{А}$ в антенне с сопротивлением излучения $R_{А}$ является источником переизлученной волны с мощностью

$$P_{рас} = I_{А}^2 R_{А}. \qquad (2.149)$$

Отношение мощности, переизлученной антенной, к плотности мощности, падающей на раскрыв антенны p, определяет площадь переизлучения (апертуру рассеяния) $A_{рас}$:

$$A_{рас} = P_{рас}/p = V^2 R_{А}/[(R_{А}+R_0)^2 + (X_{А}+X_0)^2]. \qquad (2.150)$$

Для короткозамкнутой антенны, полностью согласованной с падающим полем, $A_{рас}=A_{эфф\,max}$. При рассогласовании антенны

$$\alpha_{рас} = A_{рас}/A_{эфф\,max}, \qquad (2.151)$$

причем $\alpha_{рас} \leqslant 1$.

Если сопротивление потерь $R_{п}>0$, то часть энергии выделяется в антенне в виде тепловой энергии. Можно ввести понятие площади потерь

$$A_{п} = I_{А}^2 R_{п}/p. \qquad (2.152)$$

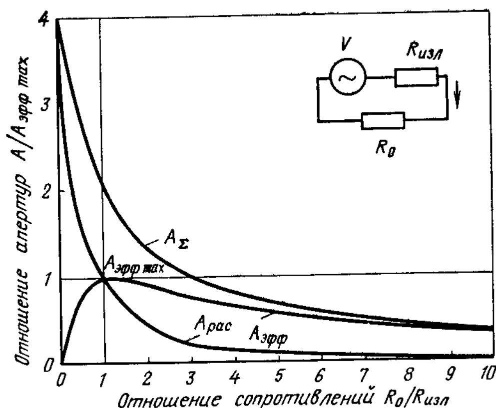


Рис. 2.59. Зависимость компонент A от отношения $R_0/R_{изл}$

Теперь суммарная апертура

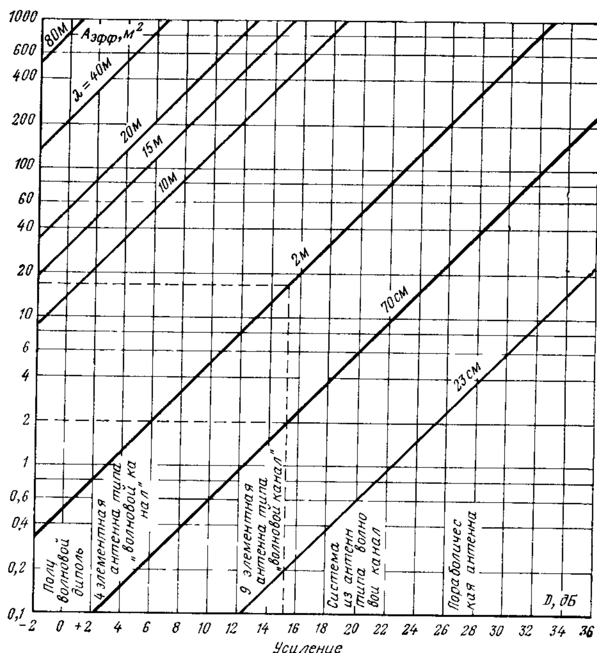
$$A_{\Sigma} = A_{эфф} + A_{рас} + A_{п} = I_{А}^{2}/p\,(R_0 + R_{изл} + R_{п}). \qquad (2.153)$$

На рнс. 2.59 прнведены графики завнсимости отдельных составляющих A_i и суммарной апертуры A_{Σ} от отношения сопротнвленнй $R_0/R_{изл}$.

Существует класс апертурных антенн. К таким антеннам относятся параболическне антенны (здесь апертура — раскрыв зеркала), рупорные антенны (апертура — раскрыв рупора) н др.

Единнцей измерения площадн раскрыва может быть или квадратный метр, или λ^2.

Коэффициент нспользования поверхности раскрыва определяется по формуле (2.148).



Рнс. 2.60. Зависимость эффективной апертуры от усиления для различиых типов антени в различных частотных диапазонах

Для класса апертурных антенн $K_{ип}<1$, но для иекоторых типов антенн значение этой величины может н превышать 1. К последннм относятся антенны поверхностной волны н большинство проволочных антенн.

Взаимосвязь между эффективной площадью раскрыва $A_{эфф}$, коэффициентом направленного действия D и длиной волны λ запнсывается в виде соотношения

$$A_{эфф} = \lambda^2 D/4\pi. \qquad (2.154)$$

На рис. 2.60 приведены графики зависимости $A_{эфф}(D, \lambda)$. Взаимосвязь между $A_{эфф}$ и шириной диаграммы направленности в двух плоскостях α_E и α_H можно установить, используя формулу (2.128).

Приемная антенна, поглощающая мощность электромагнитного поля при падении на нее электромагнитной волны, является своеобразным экраном для радиоволн. На рис. 2.61 схематично показано распределение поля за приемной антенной. Из рисунка видно, что сразу за приемной антенной напряженность электромагнитного поля уменьшается.

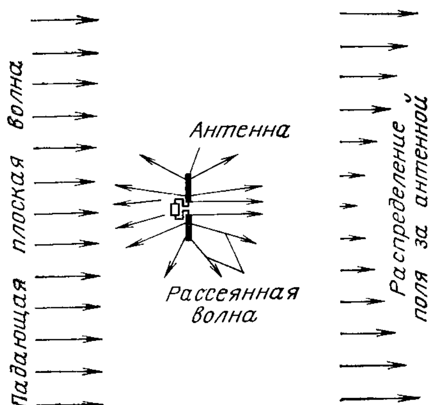


Рис. 2.61. Эффект экранирования приемной антенной падающего поля

Для полуволнового диполя эффективная площадь раскрыва представляет собой эллипс (рис. 2.62) с большой осью $A_E=3\lambda/4$ и малой осью $A_H=\lambda/4$.

Для антенн поверхностной волны, например антенны Уда — Яги, взаимосвязь между линейными размерами эффективного раскрыва и ширинами диаграммы направленности антенны в двух основных плоскостях α_E и α_H устанавливаются соотношениями

$$A_E = 2\sqrt{A_{эфф}\,\alpha_E/\pi\alpha_H}; \qquad A_H = 2\sqrt{A_{эфф}\,\alpha_H/\pi\alpha_E}. \qquad (2.155);\ (2.156)$$

Если две или более элементарные антенны расположены вблизи друг от друга (например, одна над другой, рис. 2.63), то для уменьшения потерь усиления результирующей антенной системы необходимо, чтобы эффективные площади раскрыва парциальных элементов антенны не перекрывались. Наиболее целесообразно в

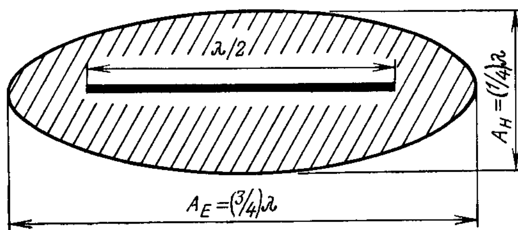


Рис. 2.62. Эффективная площадь раскрыва полуволнового диполя

этом случае располагать элементы антенной системы таким образом, чтобы края парциальных эффективных площадей раскрыва соприкасались друг с другом.

Для решетки излучателей поперечного излучения (рис. 2.64) линейные размеры эффективной площади раскрыва одного элемента вычисляются по формулам

$$A_E = \sqrt{A_{эфф}\,\alpha_E/\alpha_H}; \quad A_H = \sqrt{A_{эфф}\,\alpha_H/\alpha_E}. \quad (2.157а);\ (2.157б)$$

Сравнение формул (2.156) и (2.157) показывает, что в последнем случае линейные размеры эффективной площади раскрыва приблизительно на 12% меньше, чем при использовании этих же элементов в антеннах продольного излучения. Рассмотрим несколько примеров.

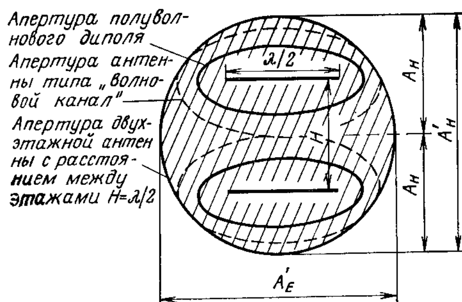


Рис. 2.63. Совмещение апертур двух антенн, отстоящих друг от друга на расстояние λ/2

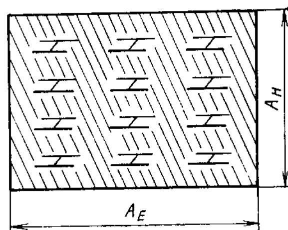


Рис. 2.64. Эффективная площадь раскрыва решетки излучателей 3×4

Пример 1. На зажимах приемной антенны, выполненной в виде полуволнового диполя, принимающего радиоизлучение с длиной волны $\lambda=2$ м и нагруженного на сопротивление $R_0=R_{изл}=73$ Ом, наведено напряжение $U_A=0{,}1$ мВ. Необходимо рассчитать мощность излучения станции, расположенной на расстоянии $r=100$ км от приемной антенны, при условии, что в качестве передающей антенны используется полуволновый диполь, а обе антенны ориентированы друг на друга максимумами диаграмм направленности.

1. Электродвижущая сила на выходе приемной антенны

$$V = 2U_A = 2\cdot 0{,}1\cdot 10^{-3} = 2\cdot 10^{-4}\ \text{В}.$$

2. Эффективная площадь раскрыва для полуволнового диполя (см. табл. 2.4)

$$A_{эфф} = 0{,}13\,\lambda^2 = 0{,}13\cdot 2^2 = 0{,}52\ \text{м}^2.$$

3. Плотность мощности в месте расположения приемной антенны

$$p = V^2/4A_{эфф}\,R_{изл} = (2\cdot 10^{-4})^2/4\cdot 0{,}52\cdot 73 = 2{,}63\cdot 10^{-10}\ \text{Вт/м}^2.$$

4 Мощность излучения передающей антенны

$$P_{изл} = 4\pi r^2 p/G = 4\pi(100\cdot 10^3)^2\cdot 2{,}63\cdot 10^{-10}/1{,}64 = 20{,}1\ \text{Вт}.$$

Пример 2. Ширины диаграммы направленности антенны Уда-Яги, работающей на волне длиной $\lambda=2$ м, равны $\alpha_E=25°$ и

$\alpha_H=35°$. Эта антенна нагружена на согласованное сопротивление $R_0=75$ Ом. Плотность мощности электромагнитного поля, падающего на антенну, $p=2{,}63\cdot10^{-10}$ Вт/м². Требуется определить напряжение на выходных клеммах данной антенны.

1. Используя номограмму, приведенную на рис. 2.54, по заданным значениям $\alpha_E=25°$ и $\alpha_H=35°$ определим усиление антенны $G=15{,}1$ дБ.

2. Используя графики, приведенные на рис. 2.60, по известным значениям $G=15{,}1$ дБ и $\alpha=2$ м определим $A_{эфф}=16{,}5$ м².

3. Используя формулу (2.147), определим ЭДС:

$$V=\sqrt{4\,p\,R_{изл}\,A_{эфф}}=\sqrt{4\cdot2{,}63\cdot10^{-10}\cdot73\cdot16{,}5}=1{,}12\ \text{мВ}.$$

4. Напряжение на выходных клеммах антенны $U_A=V/2=0{,}56$ мВ.

Пример 3. Необходимо рассчитать расстояние H между этажами двухэтажной антенны типа Уда — Яги, при котором реализуется диаграмма направленности с шириной $\alpha_E=25°$ и $\alpha_H=35°$, а усиление антенны максимально.

1. Используя графики, приведенные на рис. 2.60, по заданным значениям α_E и α_H, определим эффективную площадь раскрыва $A_{эфф}=4{,}5\lambda^2$.

2. Используя формулу (2.156), найдем:

$$H=A_H=2\sqrt{A_{эфф}\,\alpha_H/\alpha_E}=\sqrt{4{,}3\,\lambda^2\,35/25}=2{,}8\,\lambda.$$

3. При расстоянии между этажами двухэтажной антенны $H=2{,}8\lambda$ получаем максимальное значение коэффициента усиления, которое, как нам уже известно, реализуется при условии, что края эффективных площадей раскрыва обоих элементов антенны соприкасаются друг с другом.

4. Для длины волны $\lambda=2$ м искомое расстояние $H=5{,}6$ м.

Отметим, что двойное увеличение апертуры антенны приводит к двукратному росту усиления (+3 дБ).

Для расчета радиолиний связи вводится понятие множителя ослабления δ:

$$\delta=P_A/P_{изл}=A_{эфф.пр}\,A_{эфф.пер}/\lambda^2 r^2, \tag{2.158}$$

где P_A — мощность, принятая приемной антенной, имеющей эффективную площадь раскрыва $A_{эфф\,пр}$; $P_{изл}$ — мощность, излученная передающей антенной, имеющей эффективную площадь раскрыва $A_{эфф\,пер}$; r — расстояние между передающей и приемной антеннами, м; λ — длина волны, м

Формула (2.158) получена в предположении, что антенны не имеют потерь, ориентированы относительно друг друга наилучшим образом, а также при условии, что расстояние между ними

$$r\geqslant 2\,d^2/\lambda, \tag{2.159}$$

где d — наибольший линейный размер антенны; λ — длина волны.

В том случае, когда радиоволна распространяется вблизи поверхности земли, может возникнуть, кроме прямой волны, и отраженная волна. Результатом взаимодействия этих двух волн является изменение величины δ, рассчитанной по формуле (2.158). Реальное значение множителя ослабления $\delta_р$ изменяется в пределах $0<\delta_р<4\delta$.

Продолжим рассмотрение примеров.

Пример 4. Мощность излучения передающей полуволновой дипольной антенны $P_{изл}=20{,}1$ Вт Необходимо рассчитать мощность, выделяемую в согласованной нагрузке приемной антенны при $R_0=73$ Ом и условии, что $A_{эфф\ пер}=16{,}5$ м², $A_{эфф\ пр}=0{,}13$ м² и $\lambda=2$ м

1. Используя формулу (2 158), найдем

$$P_A = P_{изл}\frac{A_{эфф.пер}A_{эфф.пр}}{\lambda^2 r^2} = 20{,}1\frac{0{,}13\cdot 2^2\cdot 16{,}5}{2^2(10^5)^2} = 43\cdot 10^{-10}\ \text{Вт}.$$

2. Напряжение на выходных клеммах антенны

$$U=\sqrt{P_A R_0}=\sqrt{43\cdot 10^{-10}\cdot 73}=0{,}53\cdot 10^{-3}\ \text{В}.$$

Обратим внимание читателя на тот факт, что иногда мощность выражается в децибелах, при этом уровень 0 дБ соответствует мощности в 1 Вт.

Пример 5.
Если $P_{изл}=20{,}1$ Вт или $P_{изл}=10\cdot\lg 20{,}1=+13$ дБ/Вт, то $P_A=$ $=43\cdot 10^{-10}$ Вт или $P_A=10\lg 43\cdot 10^{-10}=-83{,}6$ дБ/Вт.

Принцип взаимности. Этот чрезвычайно важный принцип, широко используемый в теории антенн, гласит: «Если к входным клеммам антенны A (рис. 2.65) приложена электродвижущая сила V_A и через выходные клеммы приемной антенны B протекает ток I_B, то в случае, если электродвижущую силу V_A приложить к входным клеммам антенны B, через выходные клеммы антенны A будет протекать ток I_B, имеющий ту же амплитуду и фазу.

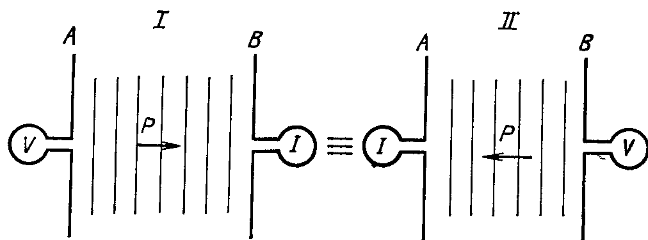


Рис. 2 65 К пояснению принципа взаимности

Этот принцип применим как для антенны в целом, так и дл› ее элементов; он справедлив для изотропных, пассивных и линейных сред и не зависит от расстояния между антеннами.

Из принципа взаимности следуют важные выводы

1. Если для двух любых антенн определяют коэффициент передачи (множитель ослабления), то абсолютно безразличен тот факт, какая из антенн является приемной, а какая передающей.

2. Характеристики направленности и сопротивления антенны не зависят от того, используется ли данная антенна как передающая или как приемная.

3 Характеристики направленности антенны не зависят от того, является ли нагрузка антенны согласованной или нет.

Элементарные источники излучения. Элементарными источниками излучения являются *электрический* и *магнитный диполи*. Свой-

ства магнитного диполя соответствуют свойствам электрического диполя и могут быть получены на основе принципа двойственности (дуальности), путем замены в уравнениях, соответствующих электрическому диполю, наприженности электрического поля E напряженностью магнитного поля H и электрической проницаемости ε магнитной проницаемостью μ.

Поэтому ограничимся описанием свойств только электрического диполя. Основные теоретические зависимости были рассмотрены выше (см. § 2.1).

Диаграмма иаправлеиности. При проектировании и сооружении антенн, как правило, необходимо знать направленности поля, создаваемые антеннами различного типа. Будем использовать приближениые формулы, справедливые для очень тонких цилиндрических проводов, размещенных в изотропной и лишенной потерь среде.

Рассмотрим наиболее часто встречающиеся на практике методы расчета направленных свойств. На рис. 2.66 приведена пространственная диаграмма направленности элементарного диполя, а также даны сечения этой диаграммы в двух плоскостях: в E-плоскости и в H-плоскости. Диаграмма направленности диполя в H-плоскости представляет собой окружность. Поэтому будем в дальнейшем изучать направленные свойства таких антенн только в E-плоскости.

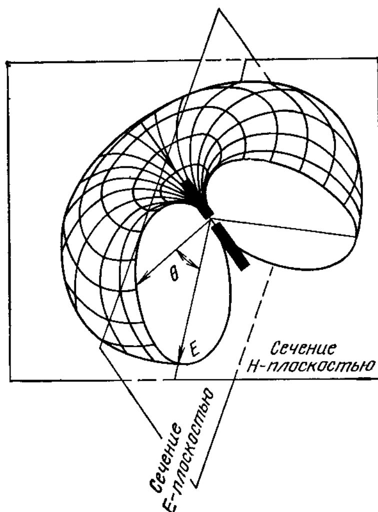


Рис. 2.66. Пространственная диаграмма направленностн элементарного диполя

Вибратор может иметь различную физическую длину (т. е. характеризоватьси различным отношением l/λ), а также различиые способы питания: симметричный и несимметричный. Оба отмечеиных фактора оказывают существенное влияние на диаграмму направленности вибратора. Если вдоль вибратора укладывается целое число полуволн, то такой вибратор называют гармоническим. Длина гармонического вибратора

$$l = n\lambda/2, \tag{2.160}$$

где n — целое число.

На рис. 2.67*а* приведена схема вибраторной антенны длиной l, оба плеча которой возбуждены симметрично. Точка наблюдения O находится на расстоянии r от фазового центра N, расположенного в центре вибраторной антенны. Направление r составляет угол θ с осью вибратора. Из рассмотрения данного рисуика следует, что расстояния r_1 и r_2 от двух симметрично расположенных точек на вибраторе до точки наблюдения O различны. Поэтому приходящие в точку O две волны имеют разные фазы. Мгновенное значение напряженности поли в точке O, находищейся иа рас-

стоянии r от вибратора и расположенной на линии, составляющей угол θ с его осью:

$$e_\theta = (60\, I_m/r) \sin(\omega t + kr)\, f(\theta). \quad (2.161а)$$

Из анализа этого выражения следует, что e_θ, во первых, прямо пропорционально амплитуде тока I_m в вибраторе и обратно пропорционально расстоянию r от вибратора до точки наблюдения; во-вторых, распространяющаяся волна имеет зависимость от расстояния типа kr, а также изменяется во времени с частотой ω. И, наконец, направленные свойства антенны определяются функцией $f(\theta)$, называемой диаграммой направленности.

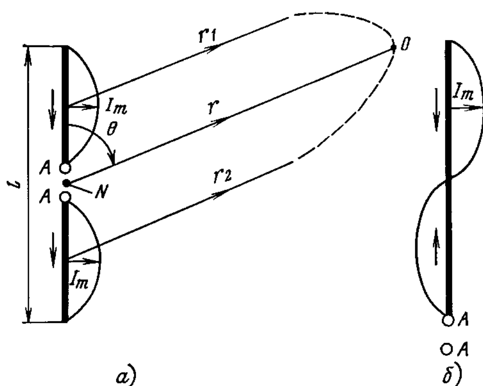


Рис. 2.67. Возбуждение вибратора:
а — симметричное; *б* — несимметричное

Для дальнейшего анализа достаточно ограничиться рассмотрением только изменения амплитуды напряженности поля

$$E_m = (60\, I_m/r)\, f(\theta). \quad (2.161б)$$

Вид диаграммы направленности различен для разных типов антенны. Для симметричного вибратора диаграмма направленности может быть описана выражением

$$f(\theta) = \left[\cos\left(\frac{\pi l}{\lambda}\cos\theta\right)\right] \Big/ \sin\theta. \quad (2.162)$$

Отношение $\pi l/\lambda$ можно представить в виде $\pi l/\lambda = kl/2$, где k — волновое число.

Для элементарного диполя (диполя Герца)

$$f(\theta) = \sin\theta. \quad (2.163а)$$

На рис. 2.68*а* приведена диаграмма направленности элементарного диполя. Она представляет собой две соприкасающихся окружности. Ширина диаграммы направленности (по уровню половинной мощности) $\theta_{0,5} = 90°$.

Для полуволнового диполя, для которого $l = \lambda/2$, $n = 1$, выражение для диаграммы направленности может быть представлено в виде

$$f(\theta) = \left[\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)\right] \Big/ \sin\theta. \quad (2.163б)$$

Диаграмма направленности полуволнового диполя дана сплошной линией на рис. 2.68*б*. Здесь же для сравнения пунктирной линией дана диаграмма направленности диполя Герца. Ширина диаграммы направленности полуволнового диполя $\theta_{0,5}=78°$. Сравнение обеих диаграмм на этом рисунке показывает, что они достаточно

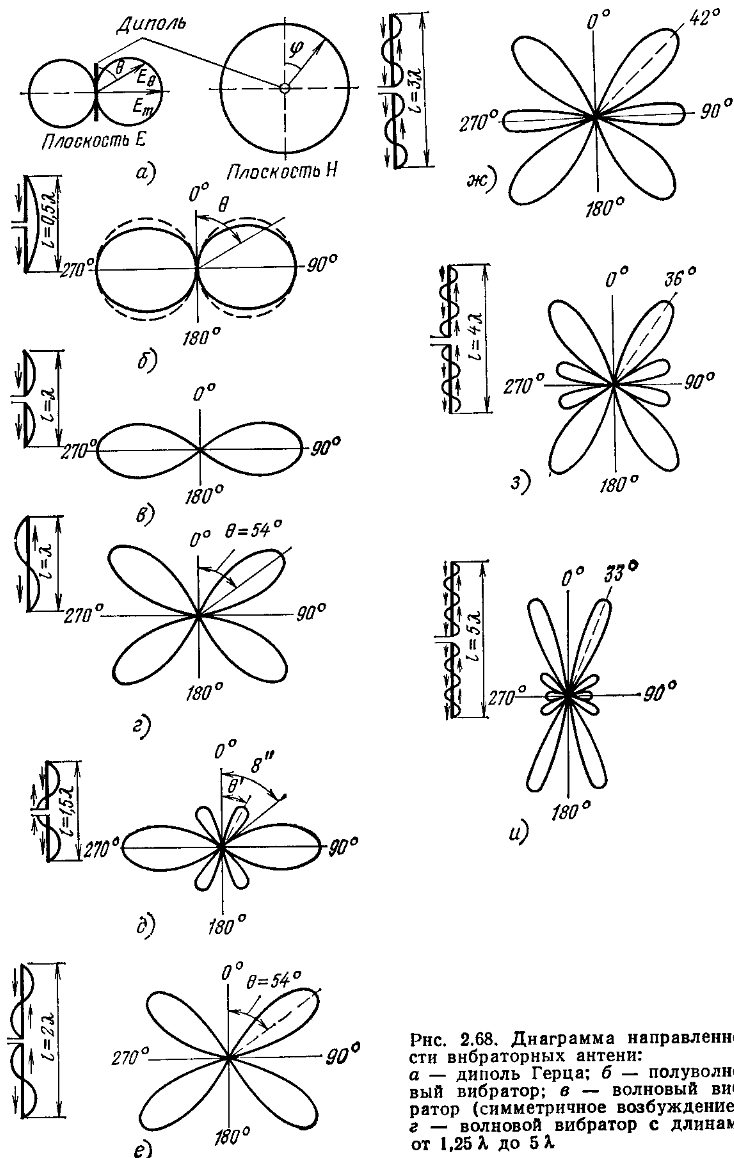


Рис. 2.68. Диаграмма направленности вибраторных антенн:
а — диполь Герца; *б* — полуволновый вибратор; *в* — волновый вибратор (симметричное возбуждение); *г* — волновой вибратор с длинами от 1,25 λ до 5 λ

похожи друг на друга. Поэтому на практике для анализа направленных свойств полуволнового диполя вместо формулы (2.163б) можно пользоваться формулой (2.163а).

Для волнового симметричного вибратора ($l=\lambda$, $n=2$) выражение для диаграммы направленности имеет вид

$$f(\theta) = [1 + \cos(\pi \cos\theta)]/\sin\theta. \quad (2.164)$$

На рис. 2.68*в* приведена диаграмма направленности волнового вибратора. Максимальное излучение вибратора приходится на угол $\theta=90°$, причем для $\theta=90°$ $f(90°)=2$. Ширина диаграммы направленности $\theta_{0,5}=47°$.

Из анализа диаграмм направленности полуволнового и волнового вибраторов следует, что в направлении максимального излучения уровни их излучения различны: для полуволнового вибратора $f_{max}(\theta)=1$, и для волнового — $f_{max}(\theta)=2$.

Для удобства сравнения диаграмм направленности различных антенн вводится понятие *нормированной диаграммы направленности*, которая определяется отношением

$$F(\theta) = f(\theta)/f_{max}(\theta). \quad (2.165)$$

Для полуволнового диполи $F(\theta)=f(\theta)$, а для волнового — $F(\theta)=0{,}5f(\theta)$.

На рис. 2.68*д* изображен вибратор длиной $l=1{,}5\lambda$. В той части вибратора, длина которой равна $0{,}25\lambda$, фаза тока отличается на π от фазы тока в остальной части вибратора. В этом случае напряженность поля в пределах главного лепестка диаграммы убывает быстрее, чем на диаграмме волнового диполя, и уже для $\theta=\theta''$ $f(\theta'')=0$, при дальнейшем увеличении угла наблюдения θ появляется боковой лепесток, имеющий максимум при $\theta=\theta'$. Отметим, что фаза излучения в направлениях, соответствующих боковому лепестку, отличается на π от фазы излучения в пределах основного лепестка. Если будем и далее увеличивать длину вибратора, то уровень боковых лепестков будет расти, а уровень основного лепестка ($\theta=90°$) — уменьшаться. При $l=2\lambda$ боковые лепестки, ориентированные под углом $\theta=54°$, достигают своего максимума, а в направлении $\theta=90°$ $f(\theta)=0$ (рис. 2.68*е*).

Изменение формы диаграммы направленности с дальнейшим ростом длины вибратора показано иа рис. 2.68*ж, з, и*. Анализ приведенных диаграмм показывает, что направление максимального излучении вибраторов соответствует углам, которые уменьшаются с ростом длины вибратора, т. е. с ростом длины вибратор все более интенсивно излучает под небольшими углами к своей оси. Однако надо иметь в виду, что для всех рассматриваемых антенн в направлении $\theta=0°$ (или $\theta=180°$) $E=0$.

Одновременно с увеличением длины вибратора растет число боковых лепестков в диаграмме направленности. Полезно запомнить следующую зависимость между числом лепестков и длиной вибратора. В пределах одной половины диаграммы направленности ($0°<\theta<180°$) число боковых лепестков равно числу волн, укладывающихся по длине вибратора.

Так, для вибратора длиной $l=3\lambda$ (см. рис. 2.68*ж*) общее число лепестков диаграммы направленности $N=2\times3=6$, для вибратора с $l=4\lambda$ (см. рис 2.68*з*) $N=2\times4=8$, а для вибратора с $l=5\lambda$ (см. рнс. 2.68*и*) $N=2\times5=10$.

Полезно также запомнить следующую информацию для вибраторов, длина которых равна четному числу волн, в направлении $\theta=90°$ (или $\theta=270°$) $f(\theta)=0$.

До сих пор анализировались диаграммы направленности вибраторов, имеющих симметричное питание. Обратимся теперь к рассмотрению диаграмм направленности вибраторов, имеющих несимметричное питание На рис. 2 68*г* приведена диаграмма направленности вибратора с несимметричным питанием длиной $l=\lambda$. Эта диаграмма идентична диаграмме направленности вибратора с симметричным питанием длиной $l=2\lambda$ (см. рис. 2.68*е*). Такая закономерность сохраняется и для более длинных вибраторов, т. е. диаграмма направленности вибратора с несимметричным питанием длиной $l=\lambda$, 3λ, 5λ, 7λ, ... идентична диаграмме направленности вибратора с симметричным питанием длиной $l=2\lambda$, 6λ, 10λ, 14λ, ...

Влияния экрана на поле вибратора. Как правило, вибраторы находятся на небольшом расстоянии от поверхности земли и поэтому ее влиянием нельзя пренебречь при расчете реальной диаграммы направленности антенны Влияние земли проявляется в виде токов, которые наводятся в ней полем антенны. Распределение токов, наведенных в земле, зависит от типа антенны, высоты подвеса, частоты, а также от электрических свойств земли. Строгий анализ влияния земли провести крайне сложно. Поэтому здесь ограничимся приближенным анализом. Принятые приближения сводятся к следующему: реальная земля заменяется бесконечно протяженным, идеально проводящим плоским экраном.

Если над таким экраном расположить горизонтальный полуволновый диполь, то поле в точке наблюдения P будет обусловлено действием как прямой волны, так и отраженной (рис. 2.69).

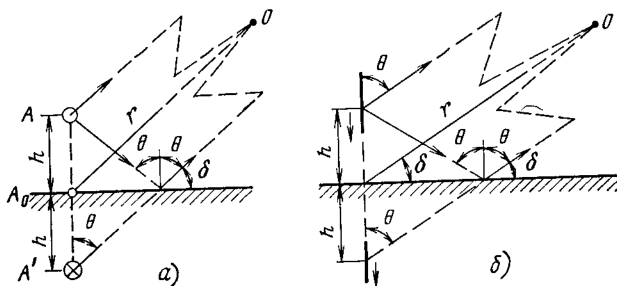


Рис 2 69 Прямая и отраженная волны
а — для горизонтального, *б* — для вертикального диполя

Из так называемых граничных условий вытекает требование, что электрическое поле на поверхности идеального экрана равно нулю. Это означает, что фаза отраженной волны в точке отражения изменяется на 180°. Влияние земли можно заменить действием мнимого вибратора, расположенного по другую сторону экрана зеркально относительно действительного вибратора, причем фаза возбуждения мнимого вибратора будет отличаться от фазы возбуждения реального вибратора на 180°.

Таким образом, вибратор над идеальным экраном можно рассматривать как антенную систему, содержащую два вибратора, разнесенных на расстояние $2h$ и возбужденных противофазно.

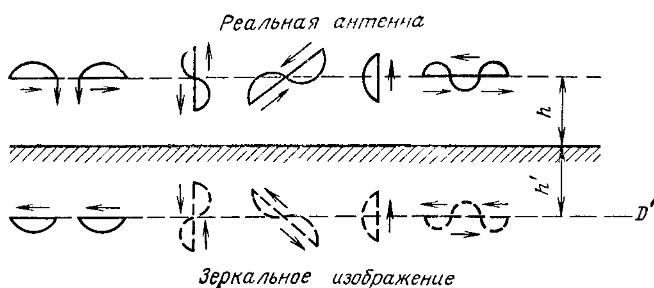


Рис. 2 70. Диполь и его зеркальное изображеиие

В случае, когда вибратор установлен наклонно относительно земли, его зеркальное изображение будет также наклонно (рис. 2.70). Для анализа многочисленных различных случаев наклонно расположенных над землей вибраторов достаточно ограничиться лишь двумя основными вариантами: горизонтальный и вертикальный способы расположения вябраторов. Остальные варианты легко анализируются исходя из двух основных.

а) $h = 1/8\lambda$; б) $h = 1/4\lambda$; в) $h = 3/8\lambda$; г) $h = 1/2\lambda$; д) $h = 5/8\lambda$; е) $h = 3/4\lambda$

Рис 2 71. Диаграммы направленности горизонтального диполя, размещениого
——— плоскость, перпендикулярная оси вибратора и плоскости экрана,
скости экрана

Горизонтальный диполь. Система в виде горизонтального вибратора, расположенного над экраном, обладает следующими свойствами.

1. Система излучает сферическую волну, фазовый центр которой находится в точке A_0 (см. рис 2.69), находящейся посередине между вибратором и его зеркальным изображением.

2. В каждой точке, отстоящей от точки A_0 на расстояние от фазового центра, фаза излученной волны одинакова и не зависит от полярной координаты точки наблюдения.

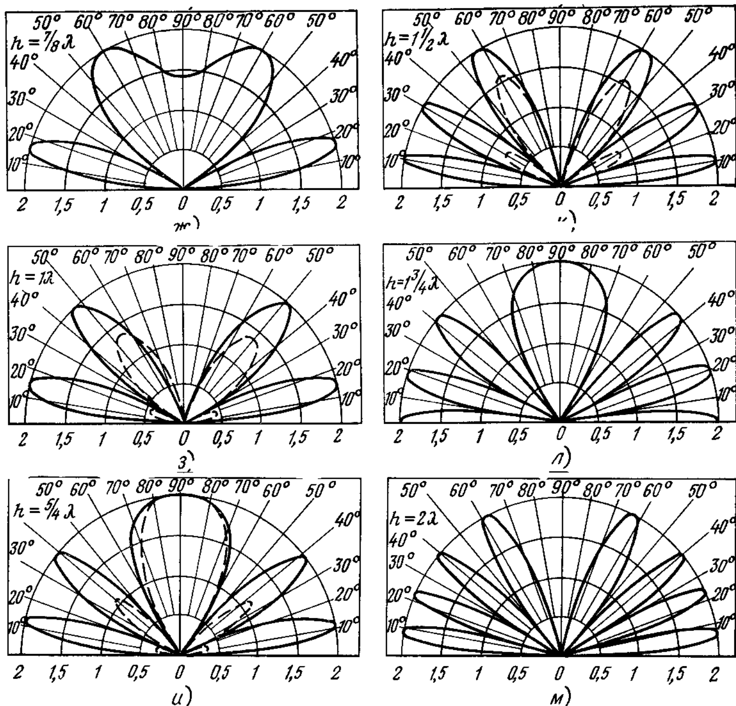
3. Амплитуда напряженности электрического поля E_m обратно пропорциональна расстоянию r.

4. Амплитуда напряженности результирующего поля E_m зависит как от напряженности поля E_0 одиночного вибратора, так и от множителя комбинирования $f(\delta)$:

$$E_m = E_0 f(\delta) = E_0 2\sin(k h \sin\delta). \qquad (2.166)$$

Отсчет угла δ производится от плоскости экрана (см. рис. 2.69*б*), для которой $\delta = 0°$.

5. Напряженность электрического поля E на поверхности экрана не зависит от высоты подвеса вибратора и везде равна нулю.



на высоте h над идеальным экраном:

— — — плоскость, проходящая через ось вибратора и перпендикулярная пло-

6. Так как амплитуды падающей $\dot{E}_{пад}$ и отраженной $\dot{E}_{отр}$ волн равны между собой (экран идеально проводящий), то максимальное значение результирующего поля $E_{max}=2E_0$, а минимальное значение $E_{min}=0$

На рис. 2.71 приведены диаграммы направленности горизонтального диполя над экраном для различных значений высоты подвеса h. Сплошными линиями показаны диаграммы направленности в плоскости, перпендикулярной оси вибратора. На некоторых графиках пунктирной линией даны диаграммы в плоскости, проходящей через ось вибратора и перпендикулярной плоскости экрана.

Анализ диаграмм направленности, приведенных на рис. 2.71, показывает, что с увеличением h (в пределах $0<h<3\lambda/8$) видоизменяется форма диаграммы направленности, а именно диаграмма упрощается, а ее главный лепесток наклоняется к экрану (при $h=3\lambda/8$ $\delta_{max}=40°$, а при $h=\lambda/2$ $\delta_{max}=30°$).

При $h=\lambda/2$ в направлении $\delta=90°$ наблюдается уменьшение уровня диаграммы до нуля. С дальнейшим ростом высоты подвеса диполя при $h=5\lambda/8$ $\delta_{max}=25°$, а направлению $\delta=90°$ соответствует боковой лепесток, по мощности незначительно уступающий основному

При $h=3\lambda/4$ уровень бокового лепестка ($\delta=90°$) становится соизмеримым с уровнем двух других.

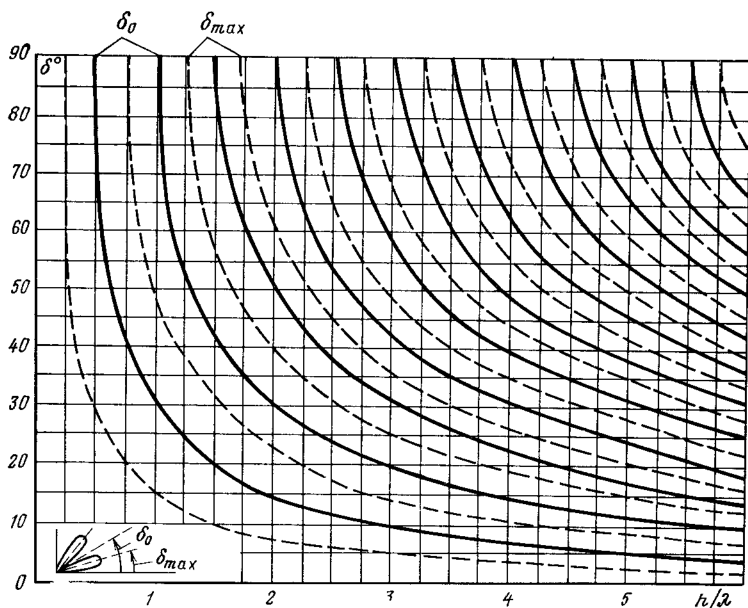


Рис 2.72 Графики изменения углового положения боковых лепестков диаграммы направленности горизонтального полуволнового вибратора, расположенного над экраном, в зависимости от высоты подвеса h/λ (δ_m, δ_0 — угловая ориентация соответственно максимума лепестка и нуля диаграммы направленности). Для вертикального вибратора необходимо δ_m и δ_0 поменять местами

При дальнейшем увеличении высоты подвеса вибратора h нижние лепестки все ближе наклоняются к экрану, а общее число лепестков в диаграмме направленности постоянно увеличивается. На рис. 2.72 приведены графики изменения углового положения нижних и боковых лепестков диаграммы направленности вибратора в зависимости от высоты его подвеса над экраном.

На самом деле землю нельзя считать идеальным экраном. Реальная проводимость земли σ кончена, кроме того, ее диэлектрическая проницаемость ε также конечна (см. табл. 2.1). В связи с этим амплитуда отраженной волны $E_{отр}$ меньше амплитуды падающей $E_{пад}$, т. е. $E_{отр}<E_{пад}$, поэтому амплитуда результирующей волны не достигает максимального значения $E_{р\,max}\neq 2E_{пад}$, а минимальное значение амплитуды результирующей волны не равно нулю. На рис. 2.73 приведены графики, показывающие реальное

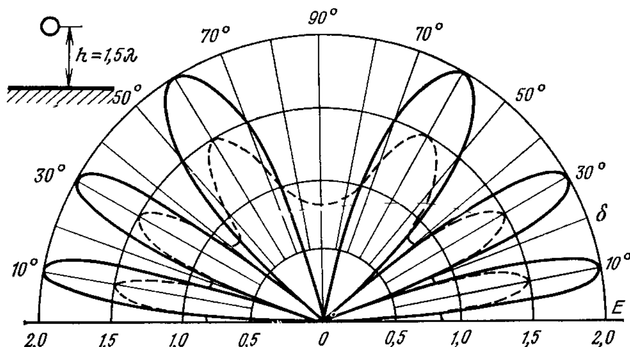


Рис 2 73 Влияние реальной земли на диаграмму направленности горизонтального вибратора
——— идеальный экран, — — — реальная земля

влияние земли на диаграмму направленности горизонтального вибратора (пунктирная линия); здесь же для сравнения приведена диаграмма направленности горизонтального вибратора над идеальным экраном (для той же высоты подвеса $h=1{,}5\lambda$). Так как ослабление отраженной волны зависит от угла падения δ, то меньшему влиянию подвержена диаграмма направленности при малых δ. Для больших δ, для которых амплитуда отраженной волны минимальна, наблюдается сильное заплывание нулей диаграммы.

Пример Диполь расположен на высоте $h=15$ м над землей Если диполь излучает волну длиной $\lambda=80$ м, то $h/\lambda=15/80=0{,}188\lambda$ Результирующая диаграмма направленности имеет один лепесток, максимум излучения которого ориентирован под углом $\delta=90°$.

Если тот же самый диполь излучает волну длиной $\lambda=10$ м, то $h/\lambda=15/10=1{,}5\lambda$. В этом случае в результирующей диаграмме направленности наблюдаются три лепестка, максимумы которых ориентированы под углами $\delta_{max}=10°$, 30° и 60°. В направлении углов $\delta=20°$, 42° и 90° уровень результирующей диаграммы направленности равен нулю

Вертикальный диполь. Система, представляющая собой вибратор, расположенный перпендикулярно к проводящей плоскости, обладает следующими свойствами.

1. Вибратор нмеет свойства сферического излучателя (т. е. такие же свойства, какие описаны в п. 1—3 для горизонтального вибратора, расположенного над экраном).

2. Из-за того, что фазы возбуждеиия основного вибратора и его зеркального изображения совпадают, максимум диаграммы направленности ориеитирован вдоль плоскости экраиа (см. рис. 2.70).

3. Диаграммы иаправленности данной системы в горизонтальной плоскости представлиют собой окружности. Диаграмма направленности в вертнкальной плоскости может иметь двух- или многолепестковую структуру.

4. Увеличение высоты подвеса вибратора иад экраном прнводит к увелнчению числа боковых лепестков.

5. Амплитуда напряженности поля E_m такой системы определяется как диаграммой иаправленности самого вибратора, так н множителем комбинировання:

$$E_m = \frac{60\,I_m}{r} f(\theta) f(\delta) = \frac{60\,I_m}{r} \frac{\left[\cos\left(\frac{\pi l}{r}\sin\delta\right) - \cos(\pi l/\lambda)\right]}{\cos\delta} \times$$
$$\times 2\cos(kh\sin\delta). \qquad (2.167)$$

На рнс. 2.74 сплошной линией даны графнки диаграмм направленности вертикального вибратора, расположенного над бесконечным идеально проводящим экраном, при различных высотах подвеса вибратора.

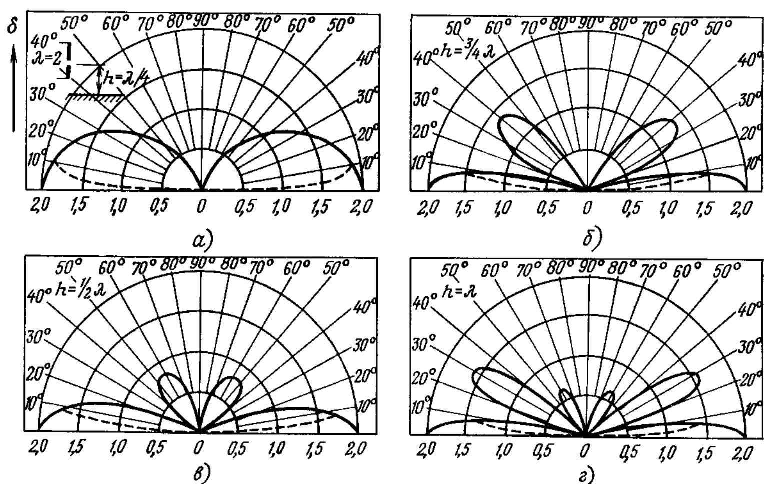


Рис 2 74 Диаграммы направленности полуволнового вертикального вибратора для различных высот его подвеса

6 Ослабление отраженной вертикально поляризованной волны, зависящее от проводимости σ почвы и ее диэлектрической проницаемостн ε_r, сильно увелнчивается с уменьшением угла δ Поэтому прнземнаи волна, т. е. волна, распространяющаяся вдоль по-

верхности земли, оказывается сильно ослабленной. По этой же причине, ближний к земле максимум реальной диаграммы направленности (пунктирная линия на рис 2.74), положение которого определяется параметрами σ и ε_r почвы, меньше по уровню, чем в случае идеального экрана.

Полуволновый вертикальный диполь редко используется в радиолюбительской практике. Обычно используется несимметричный вертикальный вибратор, длина которого l лежит в пределах $\lambda/8 \leqslant l \leqslant 2\lambda$. На рис 2 75 приведены диаграммы направлениости таких антенн. Эти диаграммы соответствуют случаю расположения вибратора над идеально проводящим экраном. Отметим, что использование таких антенн требует применения специальной развитой системы заземления Более подробные сведения по этому вопросу можно найти в § 5.1.

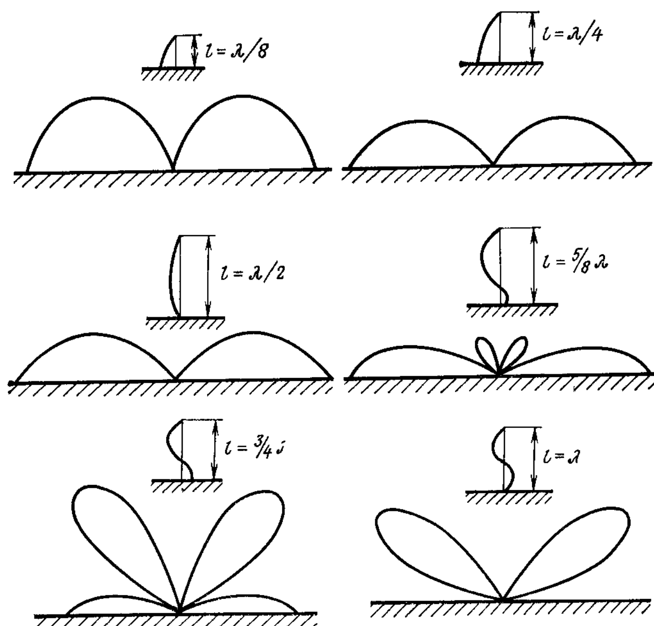


Рис 2 75 Диаграммы направленности вертикального вибратора, расположенного над идеальным экраном

Характеристики излучения системы диполей. Ранее мы рассматривали излучающую систему, состоящую из диполя, расположенного на высоте h над экраном, как систему из двух диполей, разнесенных между собой на расстояние $2h$ Два таких диполя заменим одним излучателем сферической волны, направленные свойства которого определяются формулами (2 166) и (2 167) в зависимости от ориентации диполя

Выпишем эту же формулу в более общем виде:

$$E = (60\, I_m/r)\, f(\theta)\, f_{\text{к}}(\theta), \quad (2.168)$$

где $f(\theta)$ — диаграмма направлениости одиночиого диполя: $f_к(\theta)$ — множнтель комбинирования.

Если чнсло излучателей больше двух, например четыре (рис. 2.76), то каждую пару диполей можно заменить одним, а затем еще вдвое сократить число диполей, доведя их число до одного. При такой процедуре множитель комбинирования используетси двукратно. Очевидно, что такой же прием можно провести для любого числа излучателей.

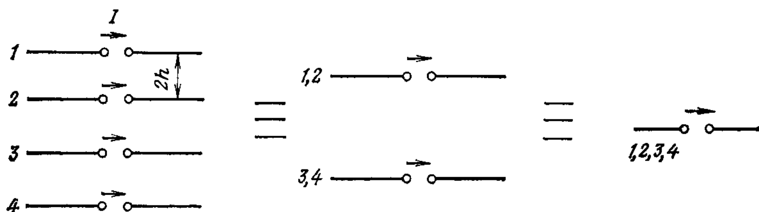


Рис. 2.76. Система из четырех диполей сводится к одному излучателю, диаграмма направленности которого определяется перемножением диаграммы направленности одиночного диполя на множитель комбиннрования системы

Следовательно, диаграмма направленности антенной системы, состоящей из набора отдельных излучателей (не обязательно диполей), может быть представлена в виде произведения, одним из сомножителей которого является диаграмма направленности одиночного излучателя $f(\theta)$, а другим — множитель комбинирования снстемы излучателей $f_к(\theta)$.

Как правило, ширина диаграммы направленности одиночного излучателя $f(\theta)$ намного больше, чем ширина диаграммы множителя комбинирования $f_к(\theta)$. Поэтому при анализе допускается замена $f(\theta)=\text{const}$, т. е. предполагается изотропность элемента. Такое предположение в ряде случаев значительно упрощает аиализ сложных антенных систем, содержащих большое число излучателей, которые нашли широкое применение в различных радиустройствах. Например, в радиолокационных устройствах используются антенны, содержащие систему (решетку) излучателей, которая позволяет осуществить быстрое электрическое перемещение (сканирование) диаграммы направленности антенны в заданном секторе обзора. Кроме того, принятое допущение значительно упрощает расчет антенных систем, содержащих решетку излучателей с требуемыми (заранее заданными) характеристиками излучения (например, с пониженным уровнем бокового излучения, с заданной формой основного лепестка и т. п). Более подробно этот вопрос будет изложен позднее.

Распределение тока в вибраторных антеннах. Распределение тока и напряжения вдоль вибратора зависит как от длины вибратора (рис 2.77*а*), так и от способа его возбуждения (рис. 2.77*б*). В бесконечно тонких вибраторах ток на его внешних торцах равен нулю. Предполагая, что вибратор выполнен бесконечно тонким и идеально проводящим, получим, что распределение тока по длине вибратора синусоидальное Для реальных вибраторов, для которых отношение длины l к толщине провода d $l/d \geqslant 60$, предположение о синусоидальном распределении тока по длине вибратора достаточно близко к истине. В свою очередь, это предпо-

ложение позволяет получить достаточно простые соотношения для анализа параметров вибратора.

При использовании проводов большего диаметра, когда $l/d<60$ (что на практике имеет место в диапазоне частот 432 . 1300 МГц), уже нельзя полагать, что ток на конце вибратора

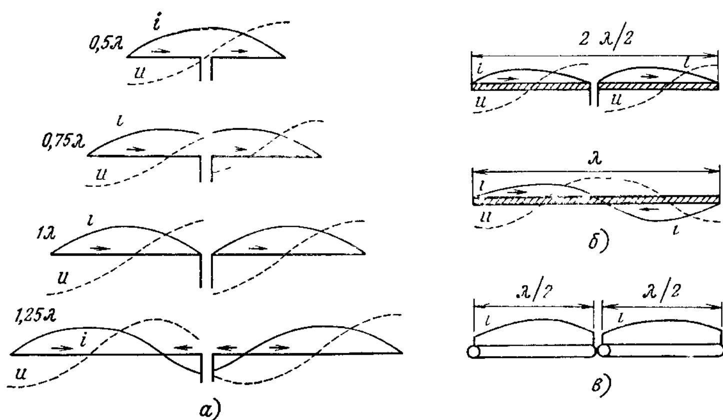


Рис. 2.77. Распределение тока и напряжения в диполе:
а — при различных длинах диполя; б — при различных способах возбуждения волнового диполя; в — влияние торцевой емкости

ра равен нулю, так как он протекает и по торцам вибратора (рис. 2.78б). Но и в этом случае распределение тока по длине вибратора достаточно близко к синусоидальному. Однако в этом случае ток на концах вибратора имеет конечную величину (рис. 2.78в). Этот эффект в определенной степени аналогичен увеличению емкости на концах вибратора. В ряде случаев, когда требуется получить распределение тока по длине вибратора, близкое к равномерному, емкость торцов искусственно увеличивают (см. § 5.5 и 5.8).

Достаточно часто в радиолюбительских антеннах используются полуволновые диполи. Входное сопротивление полуволнового диполя $R_А=R_п+R_{изл}$. При малых значениях потерь, т. е. при $R_п=0$, это выражение упрощается и переписывается в виде $R_А=R_{изл}$, т. е. входное сопротивление определяетси только сопротивлением излучения [см. формулу (2.132)]. Для рассматриваемого диполя

$$Z_{изл}=R_{изл}+\mathrm{i}\,X_{изл}=73{,}13+\mathrm{i}\,42{,}54\ \text{Ом}. \qquad (2.169)$$

Приведенная формула означает, что диполь, физическая длина которого $l=\lambda/2$, не является резонансным. Это явление обусловлено изменением скорости распространения волны вдоль диполя, а также влиянием торцевых эффектов. Если мы хотим получить резонансный полуволновый диполь, то необходимо его несколько укоротить и, таким образом, скомпенсировать реактивное сопротивление $X=42{,}45$ Ом.

На рис. 2.78в показано распределение тока укороченного полуволнового вибратора с учетом емкостного эффекта торцов вибратора. На рис. 2.78г приведена эквивалентная схема вибратора. Емкость C включает в себя и торцовые емкости вибратора.

Длина отрезка, на который необходимо укоротить вибратор, чтобы он стал резонансным, зависит от отношения d/l, где d — диаметр вибратора. Одновременно с уменьшением реактивной составляющей сопротивления X укорочение вибратора приводит к уменьшению $R_{изл}$. На рис. 2.81 приведена зависимость $R_{изл}(d/\lambda)$.

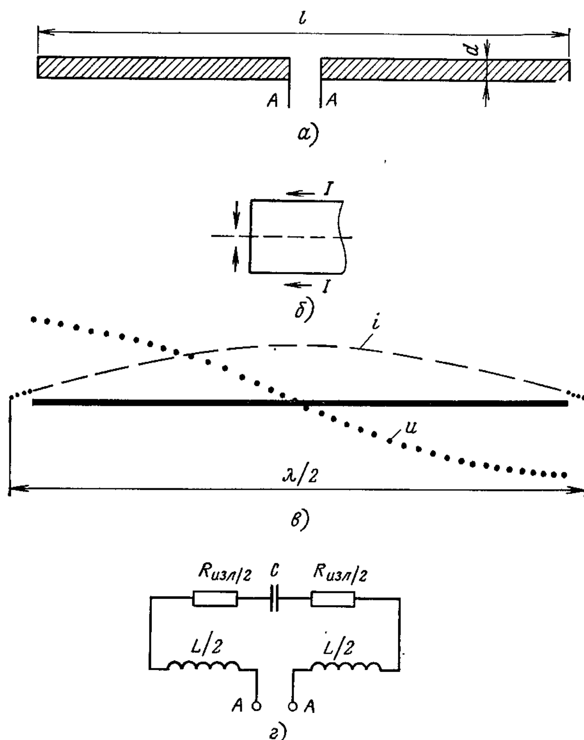


Рис. 2.78. Полуволновый диполь с малым отношением d/λ:
а — основные геометрические размеры; б — торцевой ток диполя; в — распределение тока и напряжения; г — эквивалентная схема

Физическая длина $l_ф$, при которой наступает резонанс вибратора, зависит от коэффициента укорочения:

$$l_ф = K\,\lambda/2. \tag{2.170}$$

Способы определения коэффициента укорочения K достаточно сложны, и поэтому здесь их не будем касаться, а только ограничимся информацией, касающейся значений коэффициентов укорочения K для некоторых вариантов исполнения вибраторов (рис. 2.79), а также графиками (рис. 2.80) изменения коэффициента укорочения K от отношения λ/d для полуволнового и волнового диполей.

Для вибраторов, применяемых в диапазоне КВ, коэффициент укорочения определяется емкостью между вибратором и изоляторами крепления, а также емкостью между вибратором и землей.

Если точное значение коэффициента укорочения вибратора не известно, то его можно принять равным $K=0{,}95$.

Волновое сопротивление вибратора можно определить соотношением

$$R_0 = 120\,[\ln(l/d) - 1]. \qquad (2.171)$$

Зависимость $R_0(\lambda/d)$ приведена на рис. 2.80.

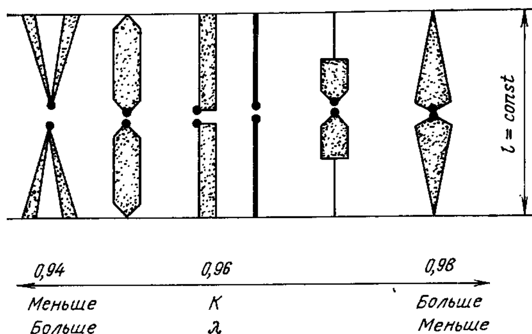


Рис. 2.79. Значение коэффициента укорочения K для диполей различной конфигурации

Входное сопротивление антенны (при условии, что сопротивление потерь $R_п=0$) зависит от сопротивления излучения, длины антенны и отношения d/λ. На рис. 2.81 приведен график изменения сопротивления излучения полуволнового диполя в зависимости от отношения λ/d. На рис. 2.82 приведены графики изменения сопротивления излучения в зависимости от электрической длины вибратора.

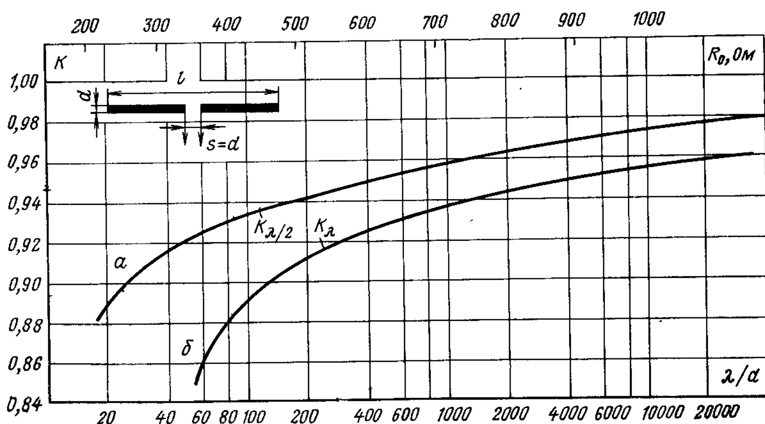


Рис. 2.80. Зависимость коэффициента укорочения K от отношения λ/d:
а — для полуволнового, *б* — для волнового диполя

Если требуется определить входное сопротивление антенны, то необходимо с помощью формулы (2.133) пересчитать сопротивление излучения ко входным клеммам антенны.

При изменении частоты кроме активного сопротивления $R_А$ появляется и реактивное сопротивление антенны $X_А$ и, следовательно, входное сопротивление антенны носит комплексный характер.

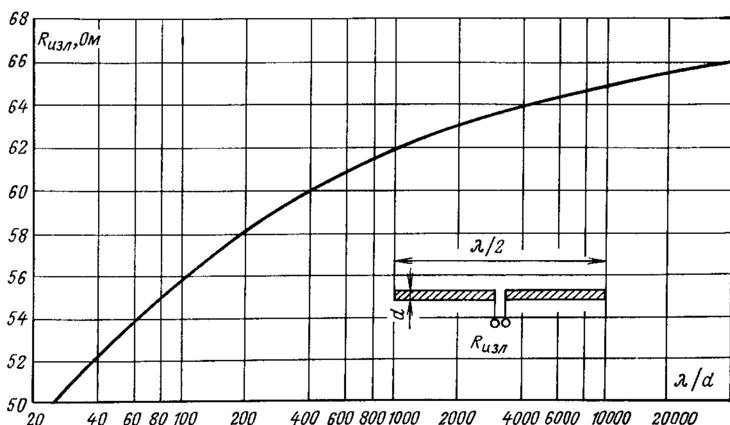
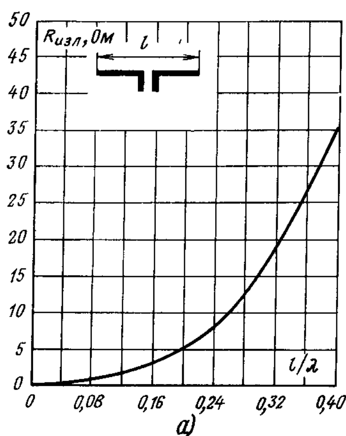


Рис 2.81 Зависимость сопротивления излучения $R_{изл}$ полуволнового диполя от отношения λ/d

Незначительное изменение частоты или длины диполя в первую очередь сказывается на изменении реактивной составляющей сопротивления вибратора и лишь во вторую очередь — на изменении активной составляющей $Z_А$.



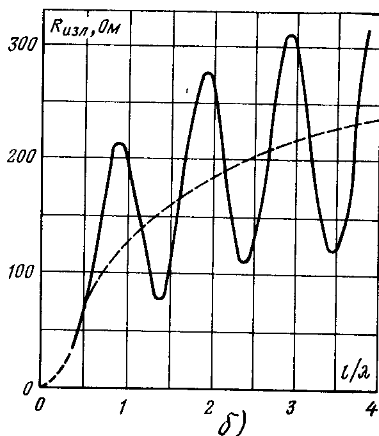


Рис 2.82 Зависимость сопротивления излучения вибратора от его электрической длины l/λ:
а – для l/λ 0,4; *б* — для больших значений l/λ

Увеличение длины полуволнового диполя приводит к резонансу, при котором резко возрастает входное сопротивление. При дальнейшем увеличении длины диполя входное сопротивление уменьшается. На рис. 2.83 дана диаграмма входного сопротивления диполя в зависимости от его электрической длины. Входное

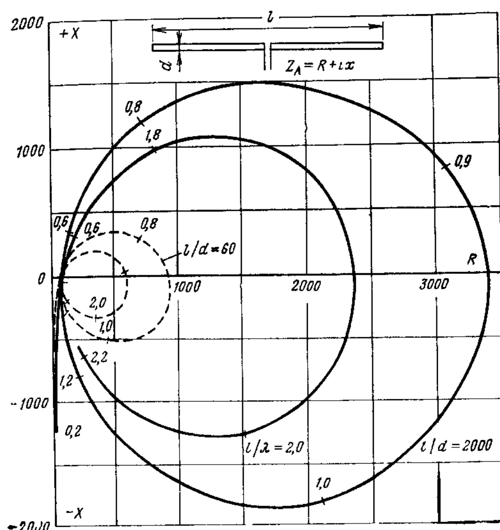


Рис 2.83. Зависимость диаграммы входного сопротивления диполя от его электрической длины при двух значениях отношения l/d
——— $l/d=2000$,
— — — для $l/d=60$

сопротивление симметрично возбужденного вибратора, длина которого $l \leqslant \lambda/2$, может быть определено по формуле

$$Z_A = R_A + i X_A = R(kl) - i[R_0 \operatorname{ctg}(kl/2) - X(k'l)]. \quad (2.172)$$

Значения входящих в формулу (2.172) функций $R(kl)$ и $X(kl)$ могут быть определены по графикам, приведенным на рис. 2.84.

Для вибраторов, длина которых $l \geqslant \lambda/2$, значения R_A и X_A можно получить из графиков, приведенных на рис. 2.85, для которых параметром является отношение l/d.

На рис. 2.86 приведены зависимости сопротивления излучения полуволнового диполя, расположенного над землей на высоте H.

Диапазонные свойства вибраторных антенн. Широкополосные вибраторы. Полуволновый вибратор вблизи резонансной частоты сохраняет резонансные свойства, как обычный резонансный кон-

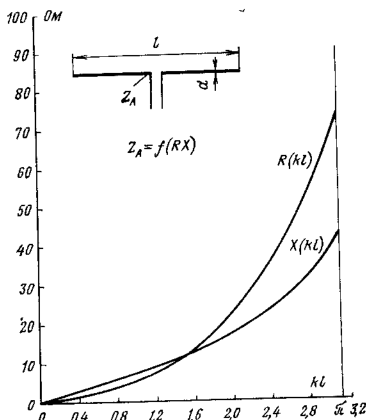


Рис 2.84 Графики функций $R(kl)$ и $X(kl)$, входящих в формулу (2.172)

тур. При изменении частоты одновременно изменяются входное сопротивление, диаграмма направленности и усиление вибратора. Вспомним, что граничные частоты резонансного контура определяются из условия уменьшения напряжения на контуре на 3 дБ. Можно ввести граничные частоты, определяющие полосу вибратора из условия уменьшения усиления вибратора на 3 дБ. Однако такая полоса будет очень велика и в ней входное сопротивление

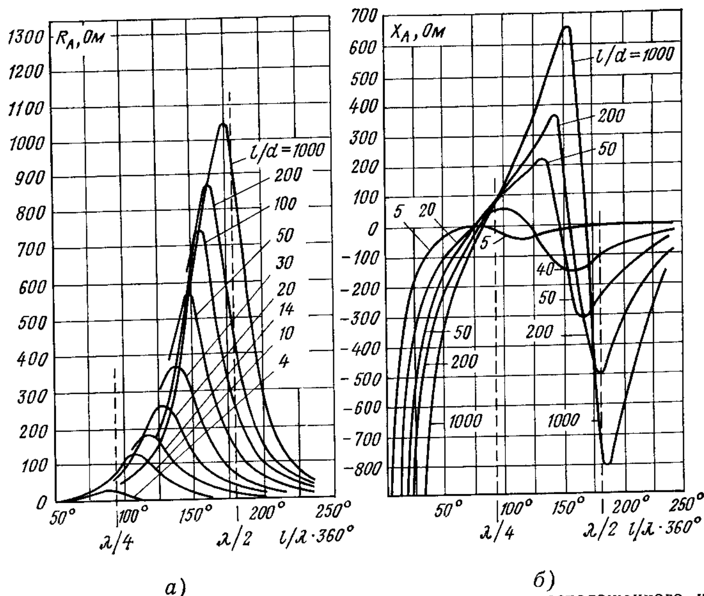


Рис. 2.85 Зависимость входного сопротивления диполя, расположенного над идеальным экраном, от электрических длины l/λ и толщины l/d диполя:
а — активная, *б* — реактивная составляющие входного сопротивления

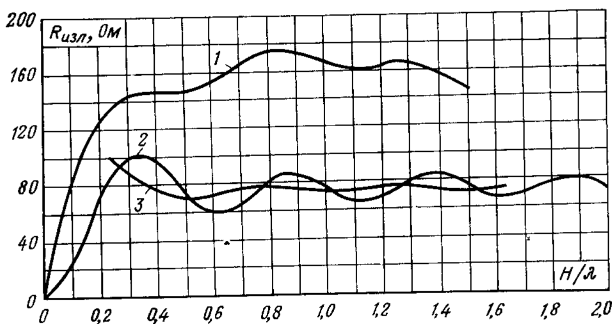


Рис. 2.86. Влияние высоты подвеса H/λ над идеальным экраном на сопротивление излучения вибратора.
1 — горизонтальный вибратор длины $l=8\lambda$; *2* — горизонтальный полуволновый вибратор; *3* — вертикальный полуволновый вибратор

вибратора будет изменяться в очень широких пределах. Поэтому диапазонные свойства вибраторных антенн можно определить по критерию изменения характеристик излучения или, как это обычно и делают, по критерию согласования вибратора с линией питания.

Наибольшее влияние на согласование вибраторных антенн оказывают диапазонные свойства самого вибратора. Введем понятие *добротности Q вибраторной антенны,* аналогичное добротности резонансного контура. Кроме того, оговорим допустимое значение коэффициента стоячей волны $K_{стU}$. Тогда ширина диапазона B полуволнового вибратора

$$B = \frac{K_{ст\,U} - 1}{\sqrt{K_{ст\,U}}} \frac{f_{рез}}{Q}. \qquad (2.173а)$$

Подставляя допустимое значение $K_{стU}=2{,}0$ в (2.173а), получаем

$$B = 0{,}71\, f_{рез}/Q. \qquad (2.173б)$$

На рис. 2.87 приведены графики Q и $b=B/f_{рез}$ в зависимости от отношения λ/d, а в табл. 2,5 — значения относительной полосы вибраторных антенн и параметра $b=B/f$

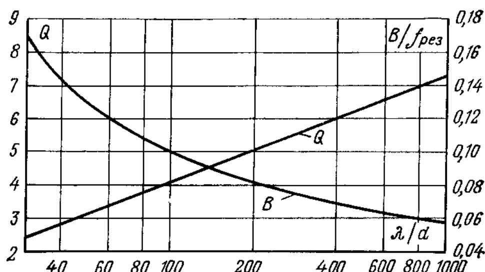


Рис 2 87 Влияние электрической толщины диполя $\lambda/2$ на добротность Q и ширину диапазона B (при $K_{ст\,U} \leqslant 1{,}5$)

ТАБЛИЦА 2 5

Значения относительной рабочей полосы вибраторных антенн для диапазонов КВ и УКВ

Длина волны, м	80	40	20	15	10	2	0,7	0,3
Относительная рабочая полоса $(f_{max}-f_{min})/f$	0,082	0,041	0,025	0,021	0,059	0,014	0,023	0,06
λ/d	3×10^4	$1{,}5\times10^4$	7×10^3	5×10^3	4×10^3	3×10^2	10^2	40
$b=B/f$	0,035	0,040	0,042	0,044	0,045	0,072	0,10	1,04

для вибраториых антенн, выполненных для диапазона КВ из провода диаметром 2,6 мм, а для диапазоиа УКВ из трубки диаметром 6 мм.

Для увеличения широкополосности вибратора можио увеличить его диаметр. Однако создание вибратора большого диаметра из сплошного металла приводит к увеличению его массы и стоимости. Поэтому на практике используют вибраторы, имеющие большой эквивалентный диаметр или периметр поперечиого сечения. Это достигается использованием вибраторов, состоящих из отдельиых проводов (рис. 2.88*а,б*). Антенна, показаииая иа рис. 2.88*б*,

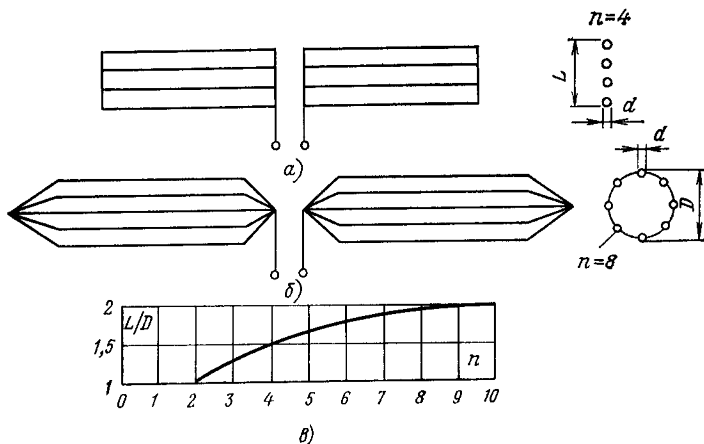


Рис. 2.88. Широкополосные вибраторы:
а — плоский вибратор, состоящий из четырех проводов; *б* — цилиидрический вибратор (диполь Надеиенко); *в* — график для пересчета размеров плоского и цилиндрического вибраторов в зависимости от числа проводов n

получила иазвание *диполя Надененко.* Эквивалентный диаметр диполя Надененко, состоящего из n проводов диаметра d,

$$D_{экв} = D\sqrt[n]{nd/D}. \qquad (2.174а)$$

Для такой антенны волновое сопротивление можно рассчитать по формуле (2.171), подставляя вместо D значение $D_{экв}$ из формулы (2.174а). Цилиндрический вибратор можно заменить плоским, имеющим ширину L и состоящим из того же числа n плоских проводов. На рис. 2.88*в* приведен график зависимости L/D от числа проводов. Входное сопротивление таких антенн можно определить, используя график на рис. 2.81.

Следует отметить, что для цилиндрических вибраторов, которые имеют на торцах конусные нарезки, результаты расчета входных сопротивлений несколько отличаются. Более подробную информацию по этому вопросу можно найти в литературе [2, 26]. Возможный вариант широкополосной вибраторной антенны показан на рис. 2.79*е*. Для этой антенны характерно скачкообразное уменьшение эквивалентного диаметра, что позволяет примерно в 1,3 раза снизить волновое сопротивление по сравнению с сопро-

тивлением вибратора, имеющего одинаковый по всей длине диаметр.

На рис. 2.89*а,б* и *в* приведены варианты так называемой *мотыльковой антенны*, которые находят применение в качестве широкополосиых телевизионных антенн. На рис. 2.89*г,д* приведены графики измеиеиия входного сопротивления гаких антенн в зависимости от угла раскрыва.

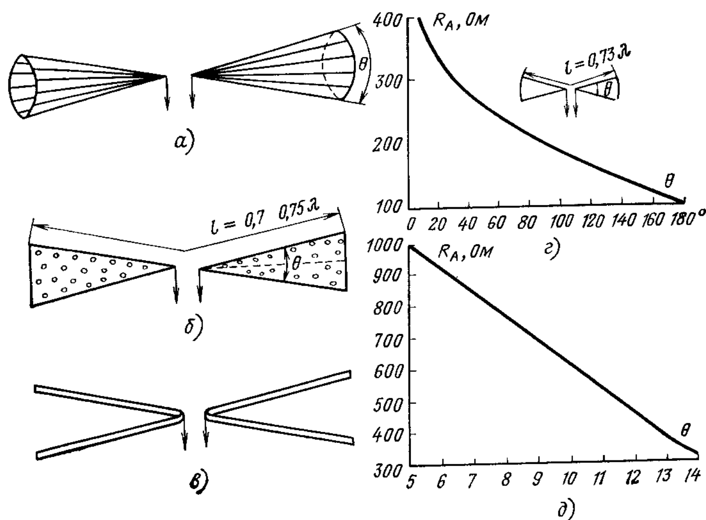


Рис. 2 89. Мотыльковые антениы:
а — конусиая антенна, выполнениая в виде набора проводов; *б* — антенна, выполнениая из перфорнрованного железа; *в* — антенна, выполненная из согнутой проволокн; *г*, *д* — графики изменения входного сопротивления для большнх н малых значений углов θ соответственно

Длина l вибраторов таких антенн превышает $\lambda/2$. Поэтому их входное сопротивление носит комплексный характер, причем оно достаточно велико и позволяет получить хорошее согласование с симметричными линиями питания, имеющимн волновое сопротивление 240 ... 300 Ом.

На рис. 2.90*а*, приведен другой вариант исполнения широкополосного вибратора, называемого *петлевым вибратором*. График распределения тока и напряжения в петлевом вибраторе приведен иа рис. 2.90*б*. Из анализа этого рисунка следует, что петлевой вибратор подобен плоскому вибратору с большей эквивалентной шириной:

$$d_{экв} = \sqrt{de}, \qquad (2.174б)$$

где d — толщииа провода; e — расстояние между проводами.

Волновое сопротивлеиие петлевого вибратора рассчитывается по формуле (2.171), где вместо D подставляется $d_{экв}$, определяемое по формуле (2.174б).

Входное сопротивление петлевого вибратора примерио в 4 раза больше аналогичного параметра простого линейного диполя и

обычно $R_{вх}=240$ ... 300 Ом. Для более точного расчета можно воспользоваться формулой

$$R_{вх.п.в} = N_1 R_{вх.л в}, \tag{2.175}$$

где $R_{вх п в}$ — выходное сопротивление петлевого вибратора; $R_{вх л в}$ — входное сопротивление линейного вибратора; N_1 — коэффициент трансформации, определяемый по формуле

$$N_1 = [\lg (4e^2/d_1 d_2)/\lg (2e/d_2)]^2. \tag{2.176}$$

Геометрические размеры петлевого вибратора d_1, d_2 и e обозначены на рис 2 90*а*.

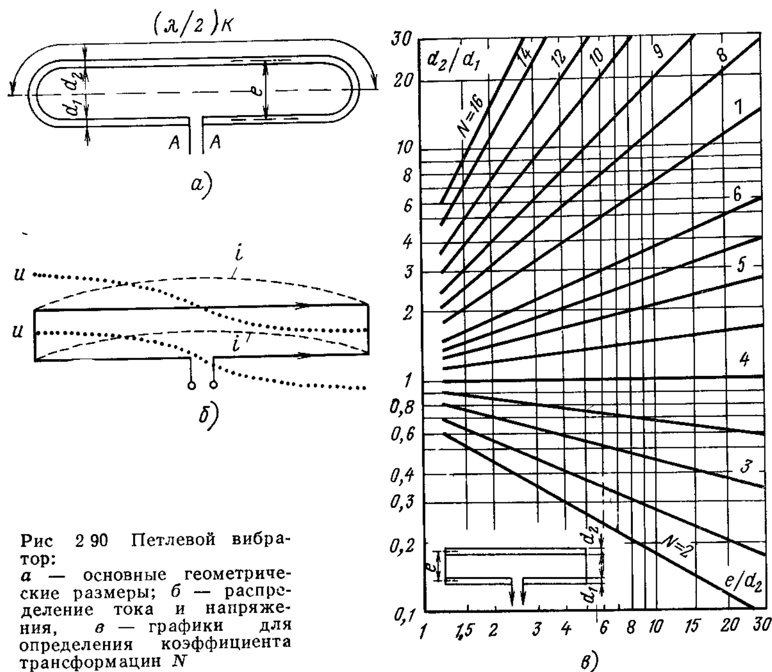


Рис 2 90 Петлевой вибратор:
а — основные геометрические размеры; *б* — распределение тока и напряжения, *в* — графики для определения коэффициента трансформации N

На рис. 2 90*в* приведены результаты расчета N_1 в зависимости от d_2/d_1 и e/d_2. Из этих графиков, в частности, следует, что если $d_2>d_1$, то $N_1>4$, а если $d_2<d_1$, то $N_1<4$.

Еще большее значение коэффициента трансформации N можно получить, используя конфигурацию петлевого вибратора, показанную на рис 2.91 В этом случае

$$R_{вх 1} = N_2 R_{вх}, \tag{2 177}$$

где N_2 — коэффициент трансформации:

$$N_2 = [\lg (e^3/d_1^2 d_2)/\lg (e/d_2)]^2. \tag{2 178}$$

В случае, когда $d_1=d_2$, получаем, что $N=9$. Если $d_1 \neq d_2$, то для определения N_2 воспользуемся графиками, приведенными на рис 2 91

Эквивалентная ширина анализируемого вибратора

$$d_{экв} = \sqrt[3]{3de^2}, \qquad (2.179)$$

получена при условии, что $d_1 = d_2 = e$.

Входное сопротивление такой антенны (при условии, что $d_1 = d_2$) составляет примерно 540...670 Ом. Еще большее входное сопротивление можно получить, используя сложные схемы петлевых вибраторов (рис. 2.92). Так, например, для схемы, приведенной на рис. 2.92*а*, при равенстве диаметров всех проводов коэффициент трансформации $N = 16$.

Петлевой вибратор, как уже отмечалось, эквивалентен ленточному вибратору (см. рис. 2.88*а*) и поэтому обладает широкополосностью. На рис. 2.93 приведены зависимости изменения составляющих R и X входного сопротивления обычного (сплошная линия) и петлевого (пунктирная линия) вибраторов от частоты. Отметим, что для петлевого вибратора параметр b равен 5,5%, в то время как для обычного вибратора $b = 1\%$ (в данном случае $b = B/f_{рез}$ соответствует значению $K_{стU} = 1{,}1$).

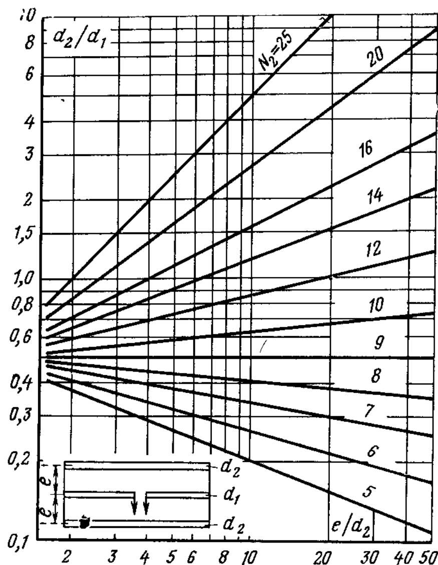


Рис. 2.91. К расчету коэффициента трансформации N_2 петлевого вибратора

В заключение отметим, что вибраторная антенна является симметричным устройством и поэтому должна иметь симметричное возбуждение. Если же вибратор возбуждается несимметричной линией (например, коаксиальной), то требуется применение дополнительных симметрирующих устройств, описанных в следующей главе.

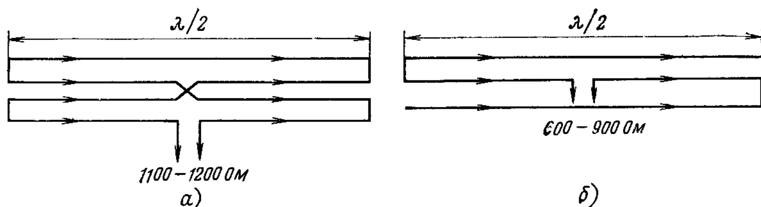


Рис. 2.92. Петлевые вибраторы со сложной схемой

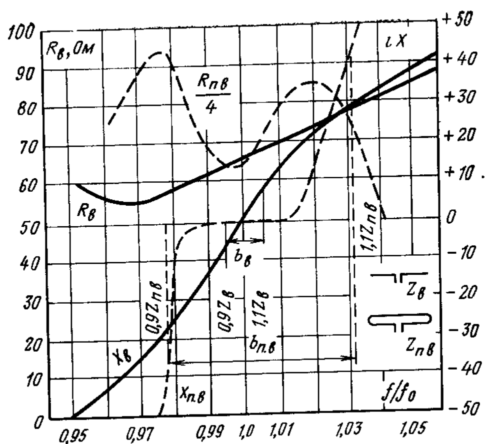


Рис. 2.93. Зависимость от частоты составляющих R и X входного сопротивлеиия обычного и петлевого вибраторов

Глава 3

ПИТАНИЕ АНТЕНН

3.1. Варианты построения линий питания

Существующие линии питания радиолюбительских антенн можно разделить на три группы:

линии прямого питания антенны от передатчика (например, в мобильных радиолюбительских устройствах, радиопеленгационных устройствах и др.);

линии нерезонансного питания антенны, имеющие большую протяженность;

линии резонансного питания, в которых линия питания вместе с антенной представляет собой резонансный контур.

Прямое питание антенны от передатчика. В этом случае антенна напрямую подключена к передатчику, например, к выходному контуру его последнего каскада. При этом, как правило, антенна выполняется в виде четвертьволнового диполя, а в качестве заземления служит корпус передатчика. Входное сопротивление такой антенны имеет активную составляющую, равную 20...30 Ом. Реактивная составляющая входного сопротивления антенны компенсируется перестройкой выходного каскада передатчика таким образом, чтобы вся система находилась в резонансе.

Подобная ситуация встречается и при использовании гармонических антенн, входное сопротивление которых изменяется в широких пределах (35...3000 Ом) и зависит от отношения длины антенны l к длине волны λ, т. е. от параметра l/λ, а также от высоты подвеса антенны h. В свою очередь, это требует возможности в широких пределах изменять активное и реактивное сопротивление выходных каскадов передатчиков.

Как правило, в таких линиях питания используют специальное устройство, располагаемое между выходным каскадом передатчика и входом антенны и предназначенное для согласования активных сопротивлений и компенсации реактивного сопротивления антенны.

Системы прямого питаиия предназначены для работы с несимметричиыми антеннами, и поэтому между корпусом передатчика и землей протекает примерно такой же по величине ток, что и в антенне. Ток проходит в землю как через систему заземления, так и через емкости, образованные передатчиком, устройством согласования и компенсации и землей (рис. 3.1). Этот ток характеризует потери в радиосистемах и, кроме того, является источником помех в широком интервале частот — от вещательного до телевизионного диапазона.

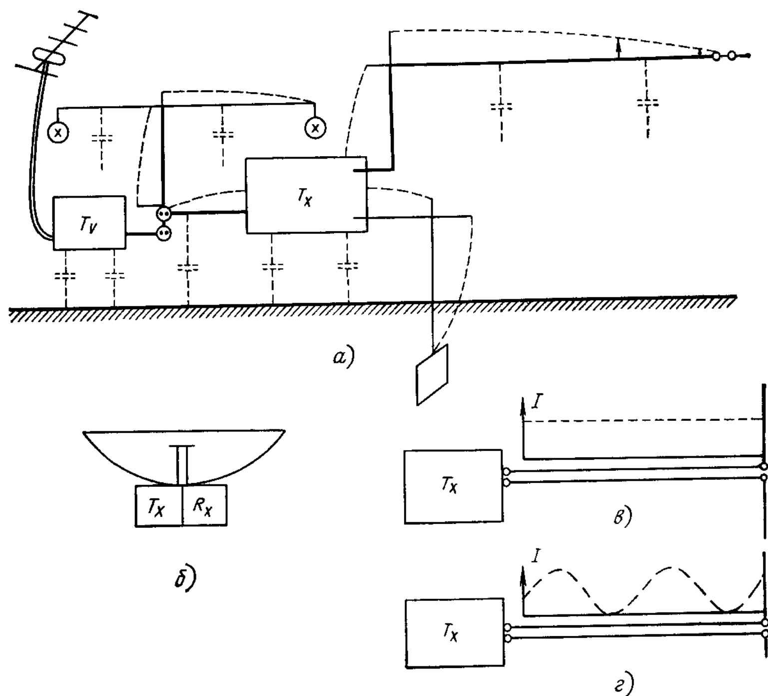


Рис. 3 1. Схемы питания антенн:
а — питание непосредственно от передатчика (пунктирными линиями показано распределение токов в антенне, заземлении и на расположенных вблизи устройствах); *б* — подключенне приемника и передатчика непосредственно к выходу зеркальной параболической антенны (например, в наземных станциях спутниковой связн для снижения шумовой температуры); *в* — нерезонансное питаиие антенны с помощью согласованной линин; *г* — резонансное питанне антенны с помощью несогласованных линий

Хорошо сконструированное заземление передатчика может в значительной мере исправить ситуацию. Однако следует иметь в виду, что использование в качестве заземления провода, длина которого превышает 0,1λ, может привести к возникновению излучения через заземляющий провод.

Все рассмотренные недостатки могут быть устранены, если использовать симметричную схему антенны, согласованную с передатчиком. При использовании в приемопередающем устройстве од-

ной антенны ее выход должен быть непосредственно соединен с выходом передатчика и с входом приемника

Нерезонансное питание антенны. Надо отметить что именно нерезонансный способ питания антенны наиболее распространен. Для такого способа характерно условие $R_{вых\ пер}=Z_0=R_A$. В данном случае энергия передатчика поступает в антенну без потерь, а в выходном каскаде передатчика можно получить оптимальные значения L, C и Q. Длина линии питания в данном случае не влияет на согласование, так как в линии присутствует только бегущая волна

Выходной каскад современного передатчика и входной каскад приемника, как правило, выполнены по асимметричной схеме и имеют выходное или входное сопротивление, равное 50 или 75 Ом. Это позволяет использовать в качестве линий питания коаксиальные кабели имеющие волновое сопротивление 50 или 75 Ом соответственно. Кроме того, в диапазоне УКВ иногда встречаются симметричные выходы с внутренним сопротивлением 280 Ом, что позволяет использовать в качестве фидера двухпроводную линию

Большинство антенн настроенных в резонанс имеют только активную составляющую входного сопротивления. Поэтому при работе на перестраиваемых частотах требуется регулировка дополнительного устройства, служащего для согласования сопротивлений и включенного в тракт питания антенны. Однако введение дополнительного устройства не означает, что антенна настроена в резонанс, и поэтому в линии питания появляется отраженная волна. Значение коэффициента стоячей волны $K_{ст\ U}<2$ является в этом случае допустимым, так как дополнительные потери, обусловленные переотражением, согласно графикам рис 2 43 пренебрежимо малы

Если линия питания симметрична, то антенна также должна быть симметричной. В противном случае в линии возникает асимметричная волна. Эта волна вызывает искажения характеристик излучения антенны. Чтобы этого избежать, используют специальные симметрирующие устройства, которые подробно рассмотрены ниже

Резонансное питание антенны. В случае, когда волновое сопротивление линии питания значительно отличается от входного сопротивления, в линии возникает стоячая волна. Подбором длины линии можно получить соответствующую трансформацию сопротивления, а на входе линии — желаемое значение входного сопротивления. Этим способом достигается согласование сопротивления линии с входным сопротивлением приемника или выходным сопротивлением передатчика, или волновым сопротивлением дополнительной нерезонансной линии питания

Общая теория таких линий была рассмотрена ранее (см § 2 2). Ниже более подробно рассмотрим частный случай, а именно линию питания длиной $l=\lambda/2$ (рис 3 2). Известно что такая линия без изменения трансформирует сопротивление R_A во входное сопротивление $R_{вх}$ линии, и этот процесс не зависит от собственного волнового сопротивления Z_0 полуволновой линии. Отметим, что это свойство линии используется и для других целей, например для измерения сопротивления, расположенного на конце длинной линии, длина которой кратна половине длины волны. Этот способ особенно важен при измерении входного сопротивления антенны, когда использованием длинной линии (например, с $l=5\lambda$) можно полностью исключить ошибки, вызванные полями излучения ан-

теины. Влияние полей излучения неизбежно, если проводить измерение, непосредственно подключившись ко входу антенны. Напомним, что физические и электрические длины линии отличаются между собой, и это отличие характеризуется коэффициентом укорочения В рассматриваемом случае речь везде шла об электрической длине линии питания

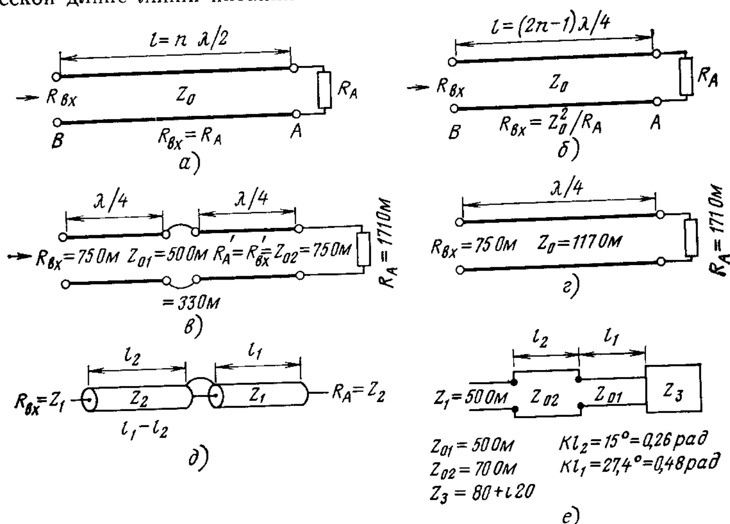


Рис 3 2 Схемы трансформации сопротивлений·
а — полуволновая линия питания, для которой входное сопротивление $R_{вх}=R_A$ независимо от значения Z_0; *б* — четвертьволновая линия; *в* — двухступенчатая траисформация сопротивлеиий с помощью двух четвертьволиовых линий, *г* — вариант схемы *в*, *д* — согласование при помощи двух отрезков линии одинаковой длины с волиовым сопротивленнем $Z_1=R_{вх}$ и $Z_2=R_A$; *е* — согласованне с помощью двух отрезков линии разиой длины, нмеющих разные волновые сопротивлеиия

Ряд радиолюбительских антенн используется как на собственной частоте f_p, так и на частотах, соответствующих ее гармоникам· $2f_p$, $3f_p$, $4f_p$ и т. д В данном случае линия питания полуволновая для частоты f_p, оказывается кратной полуволновой линией и для частот гармоник и, следовательно, сохраняет на этих частотах свои свойства

Другим важным частным случаем резонансной линии питания является линия длиной $l=\lambda/4$ с волновым сопротивлением Z_0 Для нее трансформация сопротивления антенны Z_A во входное сопротивление $Z_{вх}$ подчиняется уже известному нам закону $Z_{вх}=Z^2_0/Z_A$ Напомним, что для согласования с помощью такой линии сопротивления антенны Z_A с входным сопротивлением $Z_{вх}$ необходимо, чтобы волновое сопротивление линии удовлетворяло равенству $Z_0=\sqrt{Z_A Z_{вх}}$ Аналогичные свойства имеет линия, длина l которой равна нечетному числу четвертой длины волны, т е $l=(2n-1)\lambda/4$ Как правило, четвертьволновые трансформаторы используются для согласования двух сильно различающнхся сопротивлений В табл 3.1 приведены конкретиые примеры применения четвертьволнового согласующего трансформатора сопротивлений.

ТАБЛИЦА 3.1

Наиболее часто встречающиеся случаи применения четвертьволнового согласующего трансформатора сопротивлений

R_A	Z_0	$R_{вх}$	Применение
100	245	600	Воздушная симметричная линия
60	190	600	То же
100	167	280	»
50	750	112	Коаксиальные линии
33	75	171	То же
48	60	75	Коаксиальные линии
33	50	75	То же
22	50	112	»
28	37,5	50	Две параллельные линии, Z_0=75 Ом
19	37,5	75	То же
12	30	75	Две параллельные линии Z_0=60 Ом
18	30	50	То же
12,5	25	50	Две параллельные линии, Z_0=50 Ом
8,4	25	75	То же
5,6	16,7	50	Три параллельные линии, Z_0=50 Ом
3,7	16,7	75	То же

Для расширения диапазона трансформации можно применить схемы с двукратной трансформацией, приведенную на рис. 3.2*в*. Можно также применять схемы, в которых четвертьволновый трансформатор выполнен в виде параллельного соединения нескольких линий Однако в последнем случае при монтаже необходимо добиваться полной симметрии и высокой точности выполнения всех электрических длин линий трансформатора

Отметим, что полуволновые и четвертьволновые трансформаторы обладают описанными свойствами только на одной частоте. Изменение частоты или длины трансформаторов приводит к появлению реактивной составляющей входного сопротивления и изменению активной составляющей.

На рис 3 3 приведены графики изменения $R_{вх}$ и $X_{вх}$ на входе линии, имеющей волновое сопротивление $Z_0=50$ Ом и нагруженной на $R_A=25$ Ом, в зависимости от электрической длины линии, т е. от l/λ. Из графиков видно, что изменение $R_{вх}$ минимально вблизи значений $l/\lambda=0{,}5$ и $l/\lambda=0{,}25$. Однако при этом в больших пределах изменяется величина $Z_{вх}$. Обратим внимание на то, что при $l/\lambda=0{,}15$ сопротивление $R_{вх}=Z_0$ и не зависит от R_A.

Сильное изменение реактивной составляющей $X_{вх}$ четвертьволнового трансформатора при незначительном изменении его электрической длины можно, в принципе, использовать для компенсации реактивной составляющей сопротивления антенны. Однако на практике этого не всегда удается добиться ввиду сложности определения реальных значений $X_{вх}$ и X_A. Поэтому чаще применяются схемы трансформаторов, выполненных на сосредоточенных элементах L и C и имеющих возможность плавного изменения их параметров.

Для согласования двух коаксиальных линий, имеющих различные волновые сопротивления Z_{01} и Z_{02}, можно вместо согласующего коаксиального четвертьволнового трансформатора с волновым сопротивлением $Z_т=\sqrt{Z_{01}Z_{02}}$ применить устройство, схема которого изображена на рис. 3.2*д* (как правило, коаксиальный ка-

4.

бель с нужным волновым сопротивлением нельзя подобрать из числа выпускаемых промышленностью). Формула для определения длин отрезков $l=l_1=l_2$ имеет вид

$$\mathrm{ctg}^2 kl = Z_1/Z_2 + Z_2/Z_1 + 1. \qquad (3.1)$$

Пример. Пусть необходимо согласовать две коаксиальные линии, у которых $Z_1=75$ Ом и $Z_2=50$ Ом. Из формулы (3.1) находим, что $\mathrm{ctg}^2 kl=50/75+75/50+1=3{,}16$. Следовательно, $\mathrm{ctg}\, kl=\sqrt{3{,}16}=1{,}78$. Тогда $kl=29{,}3°=0{,}51$ рад, а $l=0{,}51\lambda/2\pi=0{,}0814\lambda$.

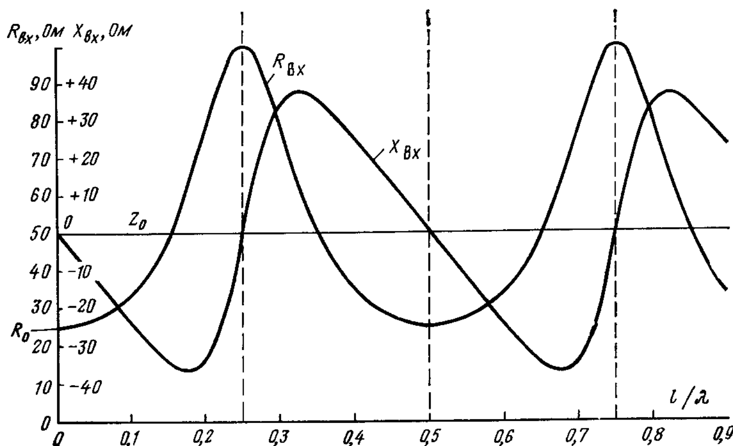


Рис. 3.3. Зависимости активной $R_{вх}$ и реактивной $X_{вх}$ составляющих входного сопротивления линии с волновым сопротивлением $Z_0=50$ Ом, нагруженной на сопротивление $R_A=25$ Ом, от электрической длины линии

Таким образом, чтобы согласовать два кабеля с волновыми сопротивлениями $Z_1=75$ Ом и $Z_2=50$ Ом, достаточно разместить между ними два дополнительных отрезка тех же коаксиальных кабелей по схеме рис. 3.1*д*, а длина каждого из этих отрезков составляет $l=0{,}0814\lambda$.

Используя подобный метод согласования с помощью двух отрезков с волновыми сопротивлениями Z_1 и Z_2, можно трансформировать не только Z_1 в Z_2, но также и Z_1 в Z_3.

На рис. 3.2*е* приведена схема согласования сопротивления Z_1 с сопротивлением Z_3 (которое может быть комплексным) с помощью двух отрезков линии, один из которых имеет волновое сопротивление Z_1, а второй — Z_2. Формулы для определения необходимых длин отрезков l_1 и l_2 приведены ранее [см. (2.85) и (2.86)].

3.2. Практические реализации согласующих систем

В § 2.2 описаны основные зависимости, касающиеся согласования линии с приемником, представлены основные согласующие системы, методы их расчета, а также графики, облегчающие

расчет основных элементов согласующих систем. Ниже более детально рассмотрены наиболее часто встречающиеся на практике схемы согласования.

Непосредственное питание диполя симметричной линией. На рис. 3.4 приведены основные схемы питания диполя симметричной линией. Наиболее часто используется схема, показанная на рис. 3.4*а*.

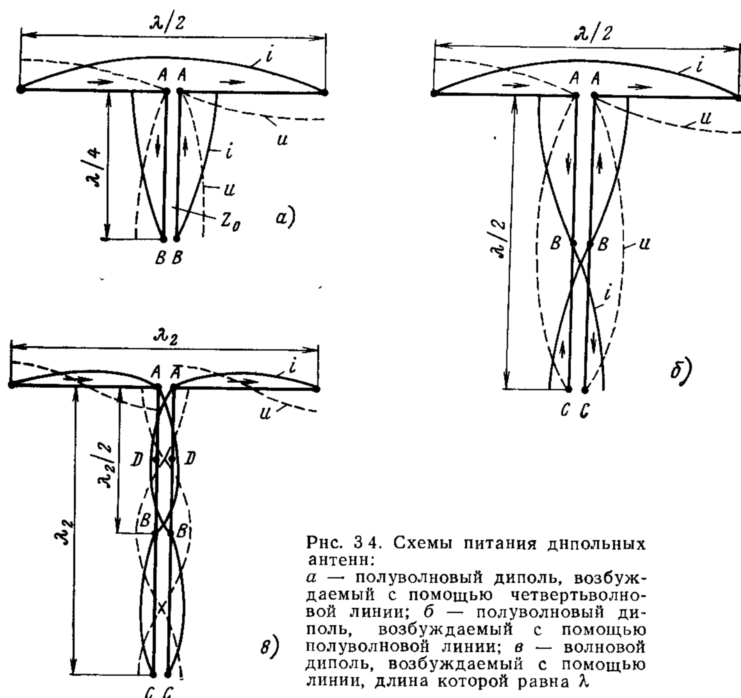


Рис. 3.4. Схемы питания дипольных антенн:
а — полуволновый диполь, возбуждаемый с помощью четвертьволновой линии; *б* — полуволновый диполь, возбуждаемый с помощью полуволновой линии; *в* — волновой диполь, возбуждаемый с помощью линии, длина которой равна λ

Полуволновый диполь возбуждается с помощью четвертьволновой линии, имеющей волновое сопротивление Z_0. Для того чтобы диполь был настроен в резонанс, его длину следует несколько укоротить. Укороченный диполь имеет только активное сопротивление, которое определяется электрической толщиной диполя и влиянием окружающей среды. Входное сопротивление R_A такой антенны на практике равно примерно 70 Ом. С изменением высоты подвеса антенны R_A может достичь значения около 100 Ом, а при существенном уменьшении высоты подвеса антенны над землей R_A резко уменьшается, достигая в некоторых случаях значения $R_A=0$.

Рассматриваемая антенна является симметричной, и поэтому для его питания требуется симметричная линия питания. Из графика, приведенного на рис. 2.26, видно, что волновое сопротивление двухпроводной линии $Z_0=70$ Ом реализуется при условии, что отношение расстояния D между проводами к диаметру провода d составляет 1,1. Ясно, что построить двухпроводную линию, для которой необходимо тщательно выдерживать на очень небольшом

расстоянии друг от друга два провода, без соответствующих элементов крепления невозможно.

Поэтому для питания антенны можно использовать двухпроводную линию, имеющую обычно $Z_0=600$ Ом, а также специальный трансформатор сопротивлений. Возможна также схема питания антенны с помощью четвертьволновой линии, волновое сопротивление Z_0 которой может быть произвольным.

При анализе длинных линий (см. § 2.2) уже рассматривалось распределение тока и напряжения в длинных линиях (см. рис. 2.35 и 2.36). Аналогичное распределение тока и напряжения наблюдается и в линии, нагрузкой которой является полуволновый диполь (рис. 3.4*а*). В этой схеме, если $Z_0>R_А$, то в точках *В—В*, отстоящих от вибратора на расстояние $l=\lambda/4$, будет находиться пучность напряжения. Входное сопротивление в точках *В—В* имеет только активную составляющую $R_{вх}=Z^2{}_0/R_А$.

В случае использования двухпроводной линии, у которой $Z_0=600$ Ом, $R_{вх}=600^2/70\approx5000$ Ом. Полученный порядок значения $R_{вх}$ сохраняется и при использовании других симметричных линий питания. Так как $R_{вх}$ велико, то требуется питание повышенным напряжением (при небольшом уровне тока). Например, при мощности $P=500$ Вт, подведенной к линии, напряжение в точках *В—В* $U=\sqrt{PR}=\sqrt{500\cdot5000}=1600$ В. В данном случае следует обратить самое серьезное внимание на технику безопасности при работе с такими устройствами, так как такой высокий уровень напряжения в выходных устройствах передатчика может создать прямую опасность для жизни оператора. Кроме того, надо уделить должное внимание вопросам обеспечения электрической прочности.

Если в качестве линии питания использовать симметричную линию с пониженным значением волнового сопротивления $Z_0=280$ Ом, то входное сопротивление в точках *В—В* $R_{вх}=280^2/70=1120$ Ом, а напряжение $U=750$ В. Такой режим безусловно является более облегченным по сравнению с описанным выше. При конкретном проектировании линии всегда следует помнить о различии физической и электрической длин, определяемом коэффициентом укорочения, а также об обеспечении работоспособности линии при данных уровнях тока и напряжения. В анализируемом случае наибольший уровень тока соответствует сечению *А—А* и для рассматриваемых значений P и $R_А$ $I=\sqrt{P/R_А}=\sqrt{500/70}=2{,}7$ А.

Если увеличить длину питающей линии на $\lambda/4$, то получим полуволновую линию, основным свойством которой является трансформация без всяких изменений параметров схемы из точек *А—А* в точки *С—С*. Схема такой линии приведена на рис. 3.4*б*. Для числовых значений параметров $R_А$ и P, взятых из предыдущей схемы, в данном случае имеем: $R_C=R_А=70$ Ом, $I_C=2{,}7$ А, $U=500:2{,}7=187$ В. Обратите внимание, что уровень напряжения в данном случае значительно ниже, чем для предыдущей схемы. Даже при небольших отклонениях электрической длины линии питания от значения $l=\lambda/2$ в точках *С—С* появляется реактивная составляющая сопротивления. Ее можно компенсировать перестройкой выходного контура передатчика. Аналогичный эффект возникает и при незначительном изменении частоты. Количественные оценки величин X_C можно получить из графика на рис. 3.3.

Если для схемы, изображенной на рис. 3.4*а*, вдвое увеличить частоту: $f_2=2f_1$, то получим иное распределение токов и напряжений, которое иллюстрируется рис. 3.4*в*. Антенна в данном случае является волновым вибратором, свойства которого уже описаны в § 2.3, а характеристики направленности приведены на рис. 2.68*в*. Входное сопротивление такой антенны велико (см. рис. 2.85) и зависит от отношения λ/d и коэффициента укорочения (см. рис. 2.80 и 2.83). Входным клеммам антенны $A—A$ соответствует максимум напряжения. На линии питания точкам $D—D$, отстоящим от точек $A—A$ на расстояние $\lambda_2/4$, соответствует узел тока. Этот четвертьволновый отрезок трансформирует высокое значение сопротивления R_A в сравнительно малое значение сопротивления R_D.

Например. Для волнового вибратора, у которого $\lambda/d=2000$, $R_A=3300$ Ом. При использовании двухпроводной линии с $Z_0=600$ Ом в точках $D—D$ активное сопротивление $R_D=Z^2/R_A=600^2/3300=110$ Ом.

В этой же линии питания в точках $B—B$ и $C—C$, отстоящих от точек $A—A$ на расстояние $\lambda_2/2$ и λ_2 соответственно, значение входных сопротивлений $R_B=R_C=R_A$ будет опять большим.

Питание антенны с помощью согласованной линии. Как только что было отмечено, питание антенны резонансной линией создает ряд неудобств. Поэтому такой способ питания антенн не нашел широкого применения. Более часто используется схема питания антенны с помощью согласованной линии. Основной особенностью данного решения является независимость входного сопротивления $R_{вх}$ от длины линии питания. На рис. 3.5 приведены конкретные примеры выполнения такого способа питания.

На рис. 3.5*а* дана схема питания петлевого вибратора с помощью двухпроводной линии, размещенной в ленточном диэлектрике. Входное сопротивление петлевого вибратора $R_A=280$ Ом. Волновое сопротивление линии питания $Z_0=280$ Ом. Поэтому можно непосредственно подключить линию питания к входу петлевого вибратора. На выходе линии, независимо от расстояния до вибратора, $R_{вх}=280$ Ом.

На рис. 3.5*б* в качестве антенны используется сложный петлевой вибратор, имеющий $R_A=600..800$ Ом. Подсоединение к входу такой антенны двухпроводной воздушной линии с волновым сопротивлением $Z_0=600...800$ Ом обеспечивает полное согласование схемы.

На рис. 3.5*в* приведена схема питания дипольной антенны коаксиальной линией. Однако такая схема питания приводит к асимметричному возбуждению диполя, а также к дополнительным искажениям диаграммы направленности, вызванными токами, протекающими по внешней поверхности коаксиальной линии. Эти недостатки схемы могут быть достаточно легко устранены путем использования симметрирующих устройств и специальных дросселей (см. § 3.3).

Если волновое сопротивление линии питания не равно входному сопротивлению антенны, т. е. $Z_0\neq R_A$, то для согласования можно использовать схемы на сосредоточенных элементах L и C (см. § 2.2), а также линейные трансформаторы, которые будут описаны позднее.

При рассогласовании Z_0 и R_A в линии питания образуется отраженная волна, что приводит при приеме сигналов радиовещания к некоторому снижению их уровня, а при приеме телевизионного сигнала к появлению «повторов» на экране телевизора. Существуют два способа устранения отраженной волны. Первый из них основывается на локальном изменении волнового сопротивления линии питания. Например, с этой целью на двухпроводную линию, разме-

щенную в ленточном диэлектрике, накладывают виток из алюминиевой фольги и перемещают его вдоль линии до получения наилучшего согласования.

Другой способ заключается в использовании согласующих шлейфов, о чем более подробно было сказано в предыдущих разделах (см. § 2.2).

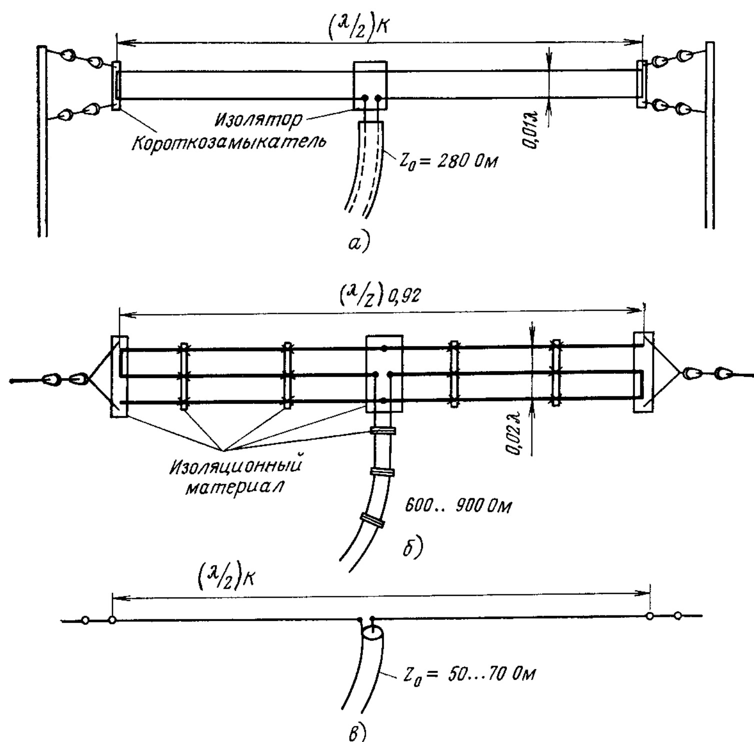


Рис 3 5 Схемы питания вибраторных антенн с помощью согласованной линии
а — петлевой вибратор, возбуждаемый с помощью двухпроводной линии в ленточной изоляции с волновым сопротивлением Z_0=280 Ом; *б* — сложный петлевой вибратор, возбуждаемый с помощью двухпроводной воздушной линии с волновым сопротивлением Z_0=600 Ом; *в* — полуволновый вибратор, возбуждаемый коаксиальным кабелем

Четвертьволновые трансформаторы. Основные свойства четвертьволновых трансформаторов были рассмотрены ранее в § 2 2 На рис. 3 6 показаны практические схемы четвертьволновых трансформаторов. В табл. 3.1 приведены наиболее часто встречающиеся варианты трансформации сопротивлений, а в табл. 3.2 зависимость длин четвертьволновых трансформаторов от их конструктивного выполнения.

Шунтовые симметричные схемы согласования. На рис. 3.7 представлена одна из возможных шунтовых симметричных схем согласования, получившая название *дельта-трансформатора*. Шунтовая схе-

ма согласования — одна из традиционных схем питания полуволнового диполя с помощью двухпроводной воздушной линии, волновое сопротивление которой Z_0 чаще всего равно 600 Ом Использование такого способа согласования базируется на свойстве полуволнового диполя, в силу которого его входное сопротнвление, изме-

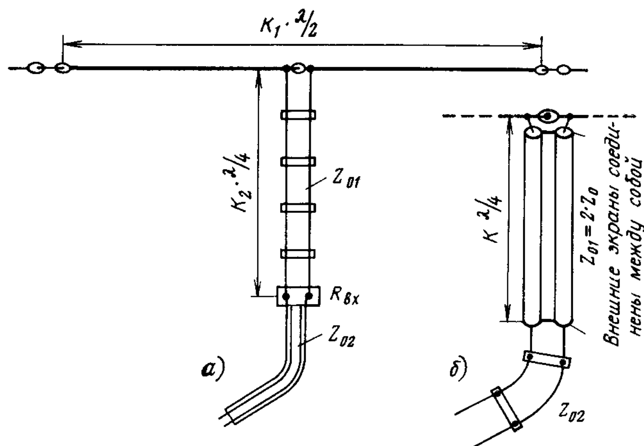


Рис 3 6 Схемы питания вибратора с использованием четвертьволнового трансформатора·
а — обычная схема; *б* — использование в качестве трансформатора отрезков коаксиального кабеля

ренное относительно точек, симметрнчно смещенных от центра днполя, увеличивается с 70 до 3000 Ом при перемещении точек питания к концам диполя Следовательно, на диполе найдутся две такие симметрнчно расположенные относительно центра точки, входное сопротивление в которых составляет $R_{вх}=600$ Ом Именно к этим точкам и следует подключнть лннию питання с $Z_0=600$ Ом Однако расстояние E между этими точками по длине вибратора практически никогда не совпадает с расстоянием e между проводами двухпроводной лннин Поэтому необходимо осуществить переход от расстояння E к расстоянню e Этот переход осуществляется на длине C

ТАБЛИЦА 32

Длины четвертьволиовых трансформаторов

Частота, **МГц**	Длина трансформатора, м, для линии		
	воздушной двух проводной $K=0,98$	двухпроводной в ленточной изоляции $K=0,88$	коаксиальной $K=0,6$
3,65	20,1	18 1	13,5
7,05	10,4	9,3	7,0
14,2	5,2	4,7	3,5
21,2	3,5	3,1	2,34
28,8	2,55	2,3	1,72
145	0,51	0,45	0,34
433	0,17	0,152	0,141

линии питания Образовавшийся таким образом переходный участок от однородной линии питания к точкам питания на вибраторе напоминает треугольник или греческую букву Δ, откуда и возникло название данного способа (см. рис. 3 7). Следует иметь в виду, что увеличение расстояния между проводами двухпроводной линии на

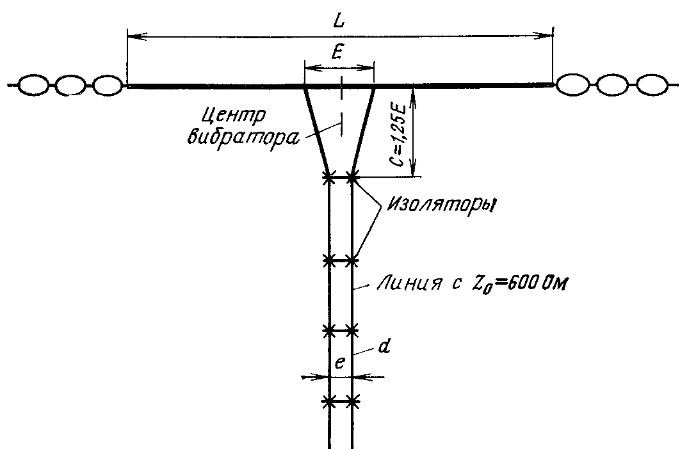


Рис 3 7 Схема согласования с использованием дельта трансформатора

участке C приводит к росту Z_0 на этом участке Поэтому требуется найти новое значение E, при котором произошло бы точное сопряжение· $R_{вх}=Z_0$ Точный анализ этой задачи достаточно сложен, и поэтому в табл 3 3 приведены справочные данные по геометрическим параметрам дельта-трансформатора для ряда частот

ТАБЛИЦА 3 3

Размеры дельта-трансформатора для питающей линии с $Z_0=600$ Ом

Частота, МГц	E, м	C, м	Дополнительный коэффициент укорочения
3,65	9,90	12,40	0,94
7,05	4,97	6,20	0,95
14,20	2,43	3,04	0,96
21,20	1,63	2,04	0,97
28,80	1,20	1,50	0,98

Следует отметить, что дельта трансформатор вносит в антенну дополнительную индуктивность Поэтому при настройке антенны в резонанс надо иметь в виду, что для данной схемы питания антенны коэффициент укорочения длины вибратора $K_{рез}=K\cdot K'$, где K' — коэффициент укорочения, обусловленный схемой симметрирования (см табл 3 3), K — коэффициент укорочения одиночного вибратора (см рис. 2 80). Отметим также, что на практике расчетные гео-

метрические параметры дельта-трансформатора E и C обычно подвергаются корректировке при настройке антенны и линии в целом по минимуму коэффициента стоячей волны.

Еще одним достоинством линии питания с дельта-трансформатором является то, что центр вибратора, имеющий нулевой потенциал, может служить местом крепления к мачте-опоре.

Другой шунтовой симметричной схемой согласования является Т-*трансформатор.* В диапазоне волн короче 10 м вибраторные антенны, как правило, выполняются из полых трубок, а линия питания к ним — в виде двухпроводной линии в ленточном изоляторе с волновым сопротивлением $Z_0=280...300$ Ом.

На рис. 3.8 согласование вибратора с линией питания выполняется с помощью Т-трансформатора. Сразу скажем, что при настройке эта схема значительно удобнее, чем схема дельта-трансформатора. Однако практическая реализация схемы Т-трансформатора более трудоемкая, что обусловлено изготовлением большего числа (правда, не очень сложных) элементов.

Заметим, что предельное увеличение длины шлейфа l_2 до размера вибратора l_1 переводит линейный вибратор в петлевой Для расчета Т-трансформатора необходимо определить правильные соотношения между его геометрическими параметрами d_1, d_2, l_1, l_2, e и λ, а также правильно выбрать емкости C (рис. 3.8*д*). Для упрощения расчета обычно полагают, что $d_1=d_2$; $e=0{,}033$; $l_1=K\cdot 0{,}5\lambda$.

Длину шлейфа l_2 и входное сопротивление антенны Z_A можно в принципе определить, пользуясь графиками на рис. 2.46. Однако более точные результаты можно получить, используя графики на рис. 3.8*б*, *в* и *г*. Из графика рис. 3.8*б* следует, что при $l_1=l_2$, т. е. при работе с петлевым вибратором и $d_1=d_2$, входное сопротивление антенны $R_A=276$ Ом. Уменьшая l_2 до значения $l_2=0{,}475l_1$, увеличиваем R_A до значения $R_A=680$ Ом. Дальнейшее уменьшение l_2 приводит к уменьшению R_A; так, например, при $l_2=0{,}251l_1$ $R_A=60$ Ом Из графика 3.8*в* видно, что при $l_2/l_1\neq 1$ и при $l_2/l_1\neq 0{,}5$ появляется реактивная составляющая X_A, причем в интервале $0{,}5l_1<l_2<1{,}0l_1$ это сопротивление имеет емкостный характер, что несколько увеличивает резонансную частоту f_p вибратора (см. рис. 3.8*г*) в пределах $(1...1{,}08)f_в$ В интервале значений $0<l_2<0{,}5l_1$ реактивность носит индуктивный характер, вследствие чего резонансная частота вибратора несколько снижается. На практике не используют шлейфы с малым значением l_2/l_1, так как в этом случае сильно искажается диаграмма излучения вибратора. Еще раз подчеркнем, что подбор значения l_2, при котором выполняется равенство $R_A=Z_0$, еще не гарантирует настройку системы в целом. Полную настройку можно осуществить только в том случае, когда одновременно выполняются два условия: во-первых, $R_A=Z_0$ и, во-вторых, $X_A=0$, т. е. компенсация реактивной составляющей антенны, что достигается путем изменения длины вибратора.

Пример. Известны: резонансная частота вибратора $f_в=145$ МГц, $\lambda=2{,}07$ м, $d_1=d_2=14$ мм, $R_A=70$ Ом, $Z_0=300$ Ом. Согласование можно получить, если $l_2/l_1=0{,}32$ либо $l_2/l_1=0{,}7$, причем в первом случае резонансная частота уменьшается более чем на 15%, а в другом увеличивается на 8%. Это соответствует значению резонансной частоты $f_p=1{,}08\cdot f_в=156$ МГц. Длина вибратора, который имеет резонанс на частоте $f_в$, $l=0{,}5\cdot K\cdot 1{,}08\lambda$. Значение коэффициента укорочения находим из графика на рис. 2.80. Для случая, когда $\lambda/d=150$, получаем, что $K=0{,}94$.

Еще раз отметим, что настройка линии с помощью Т-трансформатора достаточно трудоемка, так как каждое изменение длины шлейфа l_2 приводит к изменению резонансной частоты вибратора $f_в$, которая, в свою очередь, корректируется изменением длины вибратора l_1.

На практике чаще используется схема, приведенная на рис. 3.8*д*. В данном случае вибратор, имеющий длину $l_1=K\lambda/2$, возбуждается с помощью шлейфа постоянной длины $l_2=\lambda/8$. Шлейф подключается

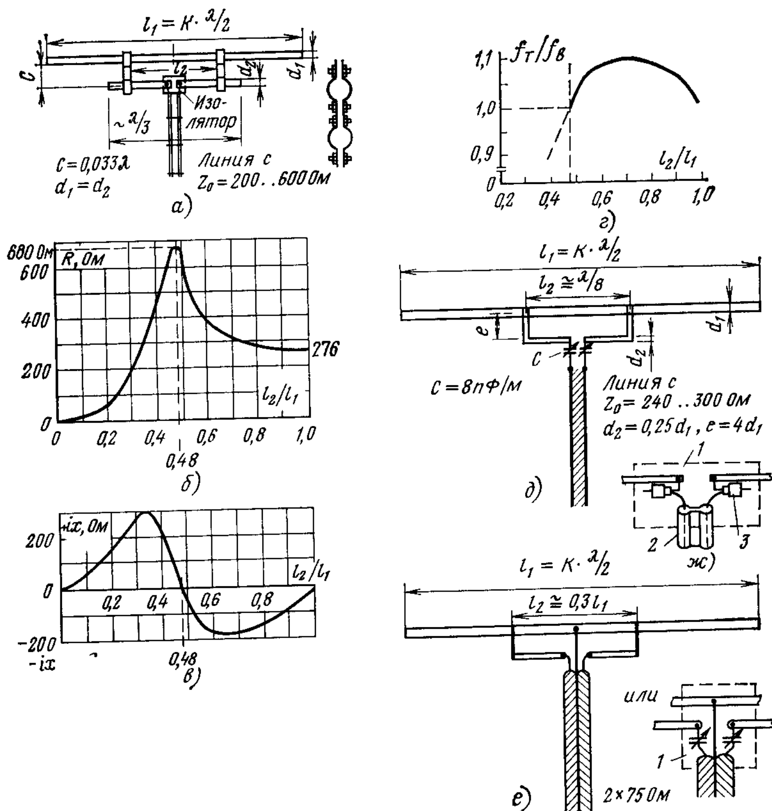


Рис. 3.8. Согласование с использованием Т-трансформатора:
а — схема соединения двухпроводной линии с вибраторной антенной с помощью Т-трансформатора; *б* — зависимость активной составляющей входного сопротивления R вибратора от отношения l_2/l_1; *в* — зависимость реактивной составляющей входного сопротивления X вибратора от отношения l_2/l_1; *г* — зависимость резонансной частоты вибратора $f_т/f_в$ ($f_т$ — резонансная частота вибратора с Т-трансформатором, $f_в$ — резонансная частота одиночного вибратора) от отношения l_2/l_1; *д* — схема компенсации индуктивности шлейфа Т-трансформатора; *е* — схема питания с использованием двух коаксиальных кабелей, внешние экраны которых соединены между собой; *ж* — пример монтажа переменных подстроечных конденсаторов;
1 — изоляционная пластина; *2* — переменные подстроечные конденсаторы, $C=(3\ ...\ 30)$ пФ; *3* — двухпроводная линия в ленточной изоляции

к линии питания с волновым сопротивлением $Z_0=240...300$ Ом через два конденсатора C, емкости которых примерно равны 8 пФ$\times\lambda$ Ом. Шлейф выполняется из проволоки или трубки диаметром $d_2=0{,}25d_1$ и укрепляется на расстоянии $e=4d_1$ от вибратора. Настройка антенны в резонанс достигается изменением емкостей C. Обратим внимание на то, что конденсаторы C подбираются на рабочее напряжение не меньше 1500 В. Для того чтобы конденсаторы C не пробивались атмосферным электрическим зарядом, центр вибратора обычно заземляют. Рекомендуется также заземлять оба провода линии с помощью специальных дросселей.

Возможный вариант питания вибратора линией с использованием Т-трансформатора изображен на рис. 3.8*е*. Здесь в качестве линии питания используются два коаксиальных кабеля, внешние экраны которых соединены между собою. Такая линия имеет сопротивление $2\times75=150$ Ом. Пользуясь графиками на рис. 3.8*б*, найдем, что $l_2=0{,}3l_1$. Из графика рис. 3.8*в* определим, что в этом случае антенна имеет большое значение реактивной составляющей входного сопротивления ($X\approx300$ Ом), носящей индуктивный характер. Эту реактивность можно скомпенсировать дополнительными емкостями, значения которых можно определить по графику на рис. 3.38*а*. В диапазоне 144 МГц эти емкости составляют $2\times3{,}6=$ $=7{,}2$ пФ.

Достоинствами данной схемы трансформации являются, во-первых, возможность заземления средней точки вибратора, во-вторых, экранирование линии питания.

Шунтовые асимметричные схемы согласования. Большинство приемных и передающих устройств имеют асимметричные входы и выходы. Симметричные линии питания нельзя напрямую подключить к таким устройствам без использования симметрирующих устройств. Аналогичные устройства могут быть использованы и в другой ситуации, а именно — для возбуждения симметричной антенны несимметричной линией питания.

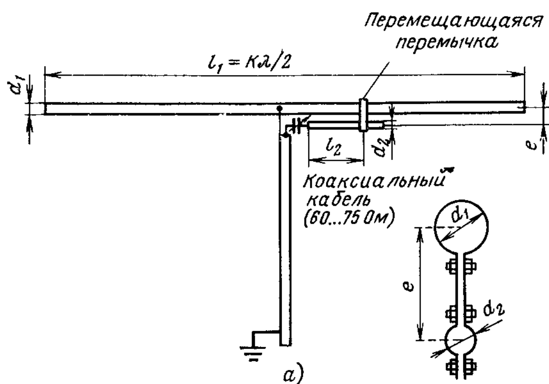
Гамма-трансформатор. Этот тип трансформатора можно рассматривать как модификацию Т-трансформатора. Схема гамма-трансформатора приведена на рис. 3.9*а*. Отметим сразу, что эта схема на практике используется значительно чаще, чем схема Т-трансформатора. Это объясняется, во-первых, более простой конструкцией, во-вторых, возможностью выполнения линии питания в виде коаксиального кабеля. Часто такой способ питания применяют для возбуждения направленных антенн, состоящих из активного вибратора и пассивных диполей. В этом случае входное сопротивление вибратора имеет малую величину (20...30 Ом), а гамма-трансформатор предназначен для согласования этого сопротивления с сопротивлением коаксиальной линии (50...75 Ом). Как в предыдущем случае, гамма-трансформатор вносит в схему большую индуктивность, поэтому для ее компенсации используется емкость.

Обратим внимание на то, что питание вибратора с помощью гамма-трансформатора не приводит к симметричному возбуждению. днако реальная асимметрия возбуждения незначительна и ею можно пренебречь. Дополнительное уменьшение асимметрии возбуждения диполя достигается перемещением соединительной перемычки с одновременным незначительным увеличением длины вибратора.

Изменяя три параметра — l_2, C и l_1, можно получить удовлетворительное значение коэффициента стоячей волны в схеме. На рис. 3.9*б* приведены графики, с помощью которых можно правиль-

но выбрать все три параметра схемы для диапазона 144 МГц. В табл. 3.4 даны значения основных параметров гамма-трансформаторов для некоторых частотных диапазонов.

Обратим внимание на то, что увеличение длины полуволнового вибратора требует уменьшения длины шлейфа l_2, и наоборот, укорочение вибратора требует увеличения длины l_2. Согласование антенны и линии питания с помощью гамма-трансформатора (или



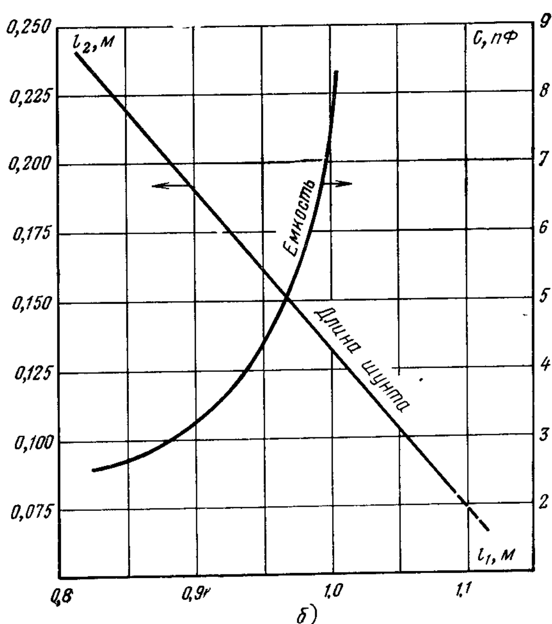
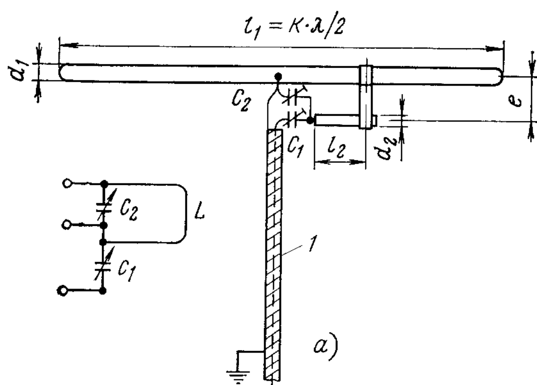
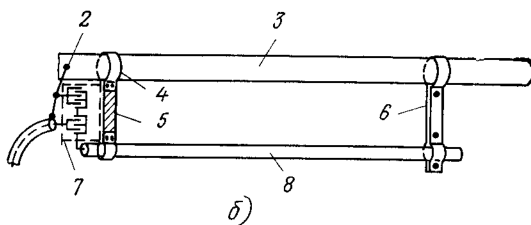


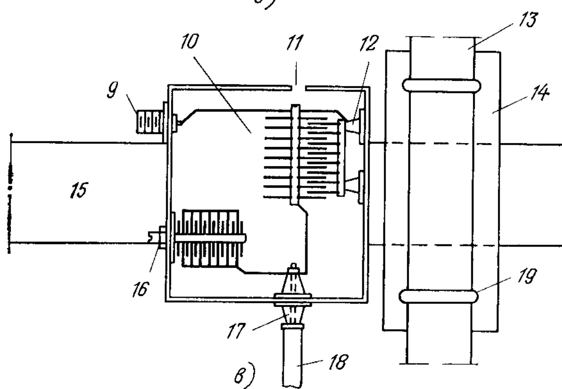
Рис. 3.9. Гамма-трансформатор:
а — схема; *б* — зависимость l_2 и *С* от l_1 для диапазона 144 МГц



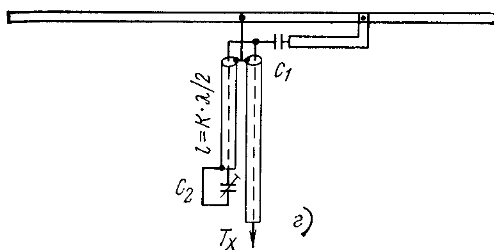
$l_1 = K \cdot \lambda/2$
d_1
C_2
e
C_1
l_2
d_2
C_2
L
C_1
1
а)



2
3
4
5
6
7
8
б)



13
10
11
12
9
14
15
16
19
17
18
в)



C_1
$l = K \cdot \lambda/2$
C_2
T_X
г)

Рис. 3.10. Омега-трансформатор:

а — схема; *б* — крепление омега-трансформатора к вибратору; *в* — изоляционная коробка с конденсаторами C_1 и C_2; *г* — схема модифицированного омега-трансформатора с упрощенной настройкой;

1 — коаксиальная линия (50 . . 75) Ом; *2* — центр вибратора; *3* — вибратор; *4* — металлический зажим; *5* — изолятор, *6* — металлическая перемычка; *7* — изоляционная коробка с конденсаторами C_1 и C_2; *8* — шунт; *9* — гнездо; *10* — конденсатор C_1, изолированный от корпуса коробки; *11* — отверстие для настройки конденсатора C_1; *12* — монтажные изоляторы; *13* — вибратор; *14* — несущая пластина; *15* — элемент крепления антенны; *16* — конденсатор C_2; *17* — изолятор, внутри которого проходит проводник к шунту; *18* — шунт трансформатора; *19* — элемент крепления вибратора

←

ТАБЛИЦА 3.4

Основные параметры гамма-трансформаторов

Диапазон, МГц	l_2, см		e, см	$d_2 : d_1$	C_{max}, пФ
	Z_0=70 Ом	Z_0=50 Ом			
14	171	120	16	12,5 : 38	150
21	120	90	14	9,5 : 25	80
28	80	60	10	9,5 : 25	50
144	18	15	6	4,5 : 25	12

с помощью дельта-трансформатора) возможно в случае, когда $R_{изл} < Z_0$.

Применение гамма-трансформатора позволяет получить высокий уровень согласования линии с антенной. Иногда не удается получить $K_{ст\,U} < 1{,}5$ даже при одновременном изменении C и l_2. В этом случае рекомендуется изменить диаметр d_2. Можно также при настройке схемы питания с гамма-трансформатором использовать диаграммы Вольперта—Смитта.

Омега-трансформатор. Дальнейшей модификацией шунтовых систем согласования является омега-трансформатор (рис. 3.10). В этой схеме используется еще один переменный конденсатор, что позволяет избавиться от механического изменения длины шлейфа l_2. Это особенно важно в диапазоне КВ. Максимальная емкость конденсатора C_2 достигает нескольких десятков пикофарад.

Длина шлейфа l_2 омега-трансформатора вдвое меньше, чем в гамма-трансформаторе. Конденсатор C_1 выполняет прежнюю роль, т. е. служит для настройки системы в резонанс. Во время настройки последовательно изменяют емкости C_1 и C_2 для получения наименьшего значения $K_{ст\,U}$. После настройки с помощью переменных конденсаторов их можно заменить конденсаторами с постоянными емкостями, при этом конденсаторы следует выбирать с точки зрения минимальных изменений емкости при температурных перепадах (обычно в интервале от —20° до +50°).

Из практики известно, что максимальное значение емкости C_2 составляет 20 пФ для диапазона 28 МГц, 25 пФ — для 21 МГц и 30 пФ — для 14 МГц.

Способ крепления шунта (длина которого составляет 85 см для 14 МГц и 40 см для 28 МГц) к вибратору показан на рис. 3.10*б*. Иногда настройка антенны путем изменения емкостей C_1 и C_2 вызывает затруднения, так как эти емкости расположены достаточно

близко к вибратору. Эту проблему решает схема, изображенная на рис. 3.10г, где емкость C_2 включена через четвертьволновый отрезок коаксиальной линии. Настройки такой схемы значительно проще, так как теперь емкость C_2 значительно доступнее и операции, связанные с ее перестройкой, оказывают меньшее влияние на настройку в резонанс системы в целом.

Отметим, что такие схемы более широкополосны, а также менее подвержены влиянию внешних помех

3.3. Симметрирующие устройства

В литературе, посвященной радиолюбительским антеннам, нет однозначного мнения по вопросу о том, всегда ли целесообразно применять симметрирующие устройства. Однозначного ответа на этот вопрос получить, по-видимому, нельзя. Все зависит от конкретной ситуации, т. е. от назначения радиоустройства, в котором используется антенна, ее параметров и т. д.

Так, например, для простейших недорогих антенн вряд ли целесообразно рекомендовать применение симметрирующих устройств, так как затраты, связанные с конструированием и изготовлением симметрирующего устройства, не окупаются незначительным улучшением качества работы радиолюбительских устройств. И, наоборот, при использовании сложных антенн, например антенн с большим значением коэффициента направленного действия, применение симметрирующих устройств необходимо. Дело в том, что наличие асимметрии в схеме приводит к возникновению специфической отраженной волны в линии питания, которая переотражаясь, возбуждает антенну несимметричным образом. Это, в свою очередь, приводит к искажению диаграммы направленности антенны: к росту уровня бокового излучения, изменению формы главного лепестка диаграммы направленности и т. п.

Кроме того, такая отраженная волна создает напряжение на корпусе передатчика, даже в том случае, если он заземлен. Особенно неприятно воздействие асимметричной отраженной волны на сложные совмещенные радиосистемы, где такая волна может попасть, например, на детекторы приемника и, комбинируясь там с полезным принятым сигналом, резко ухудшить качество приема. Возможны отрицательные воздействия асимметричной волны и на другие элементы радиосистем.

На рис. 3.11 показано появление токов асимметрии в схеме, где к симметричному диполю подключена несимметричная коаксиальная линия. Ранее (см. § 2.3) было показано, каким должно быть распределение токов в диполе. Из рис. 3.11*а* видно, что в левом плече диполя напряжение растет от точки *1* до точки *3*, а в правом плече уменьшается от точки *2* до точки *5*. На отрезке *1—4* поверхности питающего коаксиального кабеля появляется напряжение, совпадающее по фазе с напряжением на левом плече *1—3* и противофазное с напряжением на правом плече *2—5*. Это обусловлено током смещения между правым плечом диполя и поверхностью питающей коаксиальной линии (от точек *2—1* до точек *5—4*). В результате этого на поверхности кабеля протекает ток асимметрии $I_А$. Целью симметрирования является компенсация этого тока.

Резонансные симметрирующие устройства. На рис. 3.11*в—е* приведены основные схемы резонансных симметрирующих устройств и их эквивалентные схемы. Симметричные устройства этого ти-

па достаточно узкополосны. Резонансные симметричные устройства вносят дополнительные потерн на четных гармониках. На краях диапазона этн устройства вносят дополнительную реактивную составляющую, изменяющую согласованне антенны (см. графики рис. 3.13*в*).

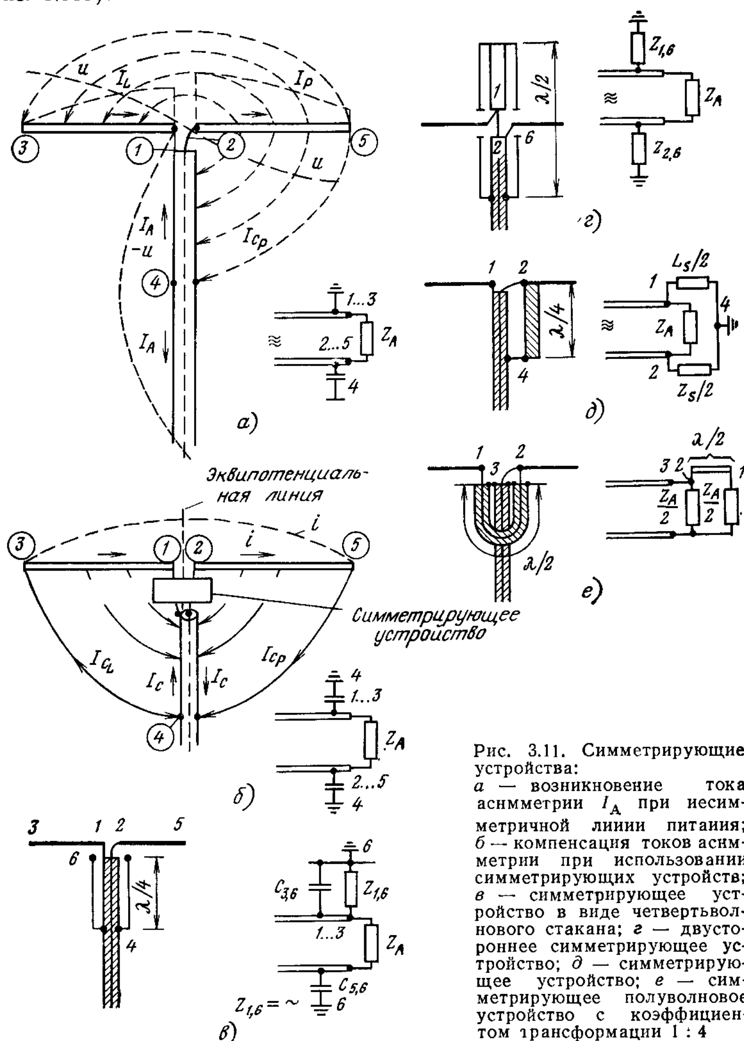


Рис. 3.11. Симметрирующие устройства:
а — возникновение тока аснмметрии I_A при иесимметричной лииии питаиия; *б* — компенсация токов асимметрии при использовании симметрирующих устройств; *в* — симметрирующее устройство в виде четвертьволнового стакана; *г* — двустороннее симметрирующее устройство; *д* — симметрирующее устройство; *е* — симметрирующее полуволновое устройство с коэффициентом трансформации 1 : 4

Симметрирующее устройство в виде четвертьволнового стакана (рис. 3.12). Это устройство является классическнм примером использования короткозамкнутой четвертьволновой линни, нмеющей на входе, в принципе, бесконечно большое сопротивление. Устройство, конструкция которого показана иа

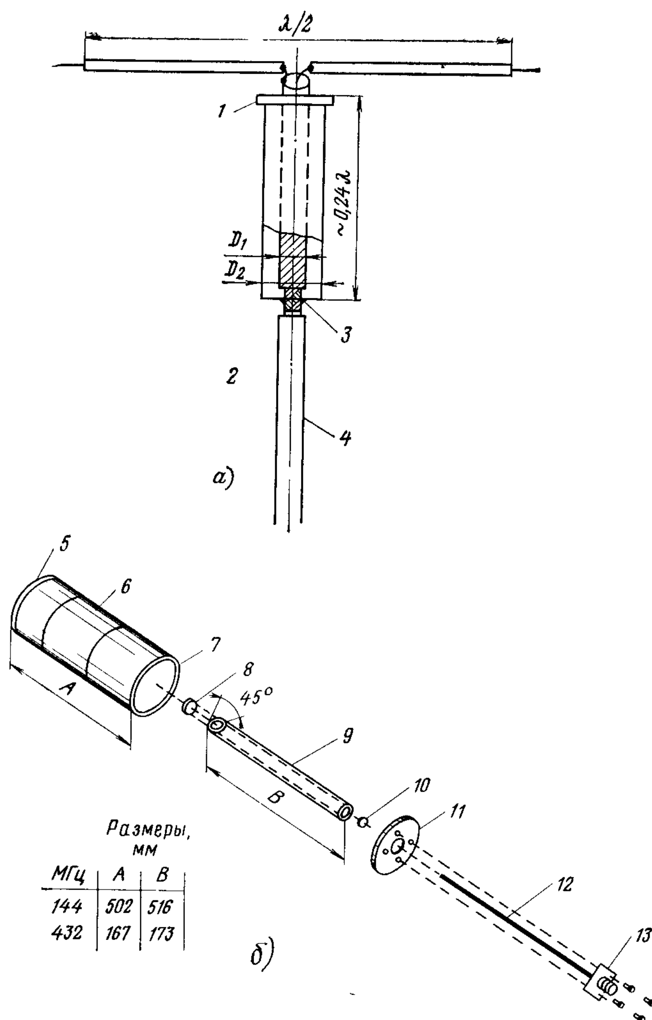


Рис. 3.12. Симметрирующее устройство в виде четвертьволнового стакана:
а — схема; *б* — вариант выполнения устройства, обладающего также свойствами трансформатора;
1 — диэлектрическая шайба; *2* — отверстие для слива воды (∅ 3 мм); *3* — место пайки дна стакана; *4* — коаксиальный кабель; *5* — сторона стакана, обращенная к антенне; *6* — четвертьволновый стакан; *7* — сторона стакана, обращенная к линии; *8* — изоляционная шайба (тефлон, $\varnothing = d_2$, толщина 1,5 мм); *9* — медная трубка (внешний диаметр D_1; внутренний — d_2); *10* — изоляционная шайба; *11* — дно стакана, выполненное, например, из оцинкованной жести толщиной 0,5 ... 1,5 мм; *12* — внутренний провод с диаметром d_1 (обычно медный посеребренный); *13* — коаксиальный разъем

рис. 3.12*а*, состоит из отрезка трубки диаметра D_2, короткозамкнутой на конце и надетой на внешний экран коаксиальной лиинии диаметра D_1. Длина трубки составляет $\sim\lambda/4$. Отношение диаметров D_2/D_1 выбирается в пределах 3...4, что соответствует минимальным потерям в этом резонансном контуре. Симметрирующее устройство такой конструкции, имеющее внешнее сходство со стаканом, получило название четвертьволнового стакана.

Следует обратить внимание на то, что максимальная амплитуда тока приходится на дно стакана, и поэтому надо принять самые серьезные меры для хорошего электрического соединения дна стакана с внешним экраном коаксиального кабеля. Для этого дно стакана после снятия защитной оболочки с кабеля пропаивают с внешним экраном кабеля, а затем место пайки покрывают лаком. Кроме того, верхняя часть стакана закрывается тонкой диэлектрической шайбой, материал которой имеет малое значение ε_r. Наличие внутри внешней коаксиальной линии диэлектрического материала (оболочка коаксиального кабеля питания и диэлектрическая шайба) изменяет ее электрическую длину. Можно принять, что коэффициент укорочения $K\approx0{,}92...0{,}96$. Поэтому высота стакана обычно выполняется равной $0{,}23...0{,}24\lambda$.

Стакан обычно изготовляется из оцинкованной жести (в качестве стакана можно использовать цилиндрические металлические банки из-под соков, овощей и т. п.). Рекомендуется на дне стакана просверлить несколько небольших отверстий для стока воды, попадающей в стакан.

Рассматриваемое устройство помимо функции симметрирования может осуществлять и функции четвертьволнового трансформатора (для согласования сопротивлений). Пример подобного рода устройства приведен на рис. 3.12*б*. Собственно трансформатором в этом устройстве является полая медная трубка с диаметрами D_1 и d_2, а также внутренний провод с диаметром d_1. Отношение d_2/d_1 определяет сопротивление трансформатора $Z_{0т}$, которое можно определить с помощью номограмм на рис. 2.27 или графика на рис. 2.26. Зная входное сопротивление антенны $R_А$ и волновое сопротивление линии Z_0, нетрудно определить $Z_{0т}$, например, с помощью номограммы на рис. 2.39.

Практическое выполнение данного устройства достаточно подробно показано на рис. 3.12*б*. Один конец медной проволоки диаметра d_1 припаивается к средней части коаксиального контактного соединения, с помощью которого осуществляется связь с коаксиальной линией питания. На проволоку надевают несколько диэлектрических шайб с внешним диаметром d_2, соответствующим внутреннему диаметру согласующего трансформатора, полую трубку с внутренним диаметром d_2 и внешним D_1, а также металлическую шайбу, являющуюся дном четвертьволнового стакана. Сверху надевают собственно стакан симметрирующего устройства, а медную проволоку диаметром d_1 натягивают и припаивают к клемме, вмонтированной в диэлектрик и размещенной на оси устройства. Далее эту клемму соединяют с одним плечом вибратора, а поверхность стакана присоединяют к другому плечу вибратора.

Рассмотренная схема обычно широко применяется в диапазоне УКВ.

Двустороннее симметрирующее устройство. Симметрирующее устройство этой конструкции состоит из двух четвертьволновых стаканов (см. рис. 3.11*г*). Средняя жила кабеля питания соединяется с одним плечом вибратора, а также со сред-

ией жилой «верхнего» стакана. Внешняя жила кабеля питания соединяется с другим плечом вибратора. В связи с тем что оба плеча вибратора нагружены на одинаковые сопротивления четвертьволновой короткозамкнутой коаксиальной линии, асимметрия схемы при изменении частоты возникает в меньшей степени, чем, например, в предыдущей схеме. Отметим, что такая конструкция более удобна для эксплуатации, так как обеспечивает меньший уровень шумов, вызванных атмосферными зарядами.

Симметрирующее устройство (рис. 3.13*а*). Расположим вблизи коаксиального кабеля питания еще один отрезок коаксиального кабеля длиной $\lambda/4$ и соединим экран дополнительного кабеля с тем из плеч диполя, к которому подсоединена средняя жила основного кабеля питания. Поле тока асимметрии на дополнительном кабеле компенсирует поле тока асимметрии на основном кабеле (см. рис. 3.11*б*). Естественно, что основную роль в этой схеме играет внешний экран дополнительного кабеля, так как по его средней жиле ток не протекает. Очень важно сохранять постоянство расстояния e между обеими кабелями на всей длине l. Важную роль также играют свойства диэлектрических защитных оболочек обоих кабелей. Отметим, что уменьшение расстояния e между кабелями снижает потери излучения по асимметричной отраженной волне и тем самым улучшает эффективность симметрирования. Однако надо иметь в виду, что уменьшение расстояния e приводит к росту потерь в диэлектрических защитных оболочках кабеля. Эти потери особенно сильно возрастают, если поверхность кабеля покрыта влагой или сажей. Обратим внимание на то, что вблизи диполя между обоими кабелями существует напряжение, равное напряжению, подведенному к плечам диполя. Важно осуществить хороший электрический контакт на конце четвертьволнового дополнительного кабеля с экраном основного кабеля питания.

Малому расстоянию e между кабелями соответствует малое значение волнового сопротивления Z_{0c} симметрирующего устройства. Оптимальное значение Z_{0c} равно 75 Ом. Кроме того, малому расстоянию e между кабелями соответствует уменьшение коэффициента укорочения K, так как возрастает влияние диэлектриков защитных оболочек кабеля. Например, при $e=d$, т. е. при касании защитных оболочек кабеля, $K=0{,}8$, в то время как при $e=3d$ $K=0{,}92$.

Область применения рассматриваемой схемы симметрирования — простые (вибраторные) антенны на КВ.

В диапазоне УКВ применяется модернизированный вариант этой схемы, приведенный на рис. 3.13*б*. Здесь каждое плечо диполя и четвертьволновый отрезок кабеля выполняются как единое целое в виде полой согнутой трубки. Кабель питания вводится в одну из трубок, причем экран кабеля питания электрически соединен с ней, а средняя жила кабеля питания выводится через специальное отверстие в этом плече диполя и подсоединяется к другому плечу диполя. Как и ранее, концы обеих трубок (на расстоянии $\lambda/4$ от диполей) имеют между собой хорошее электрическое соединение.

Такая конструкция легко обеспечивает постоянное расстояние между трубками. Коэффициент укорочения в данном устройстве $K=0{,}96$, поэтому точная длина трубок $l=0{,}24\lambda$. Несоблюдение этой длины приводит к появлению реактивной составляющей во входном сопротивлении антенны, имеющей индуктивный характер при $l<0{,}24\lambda$ и емкостный при $l>0{,}24\lambda$.

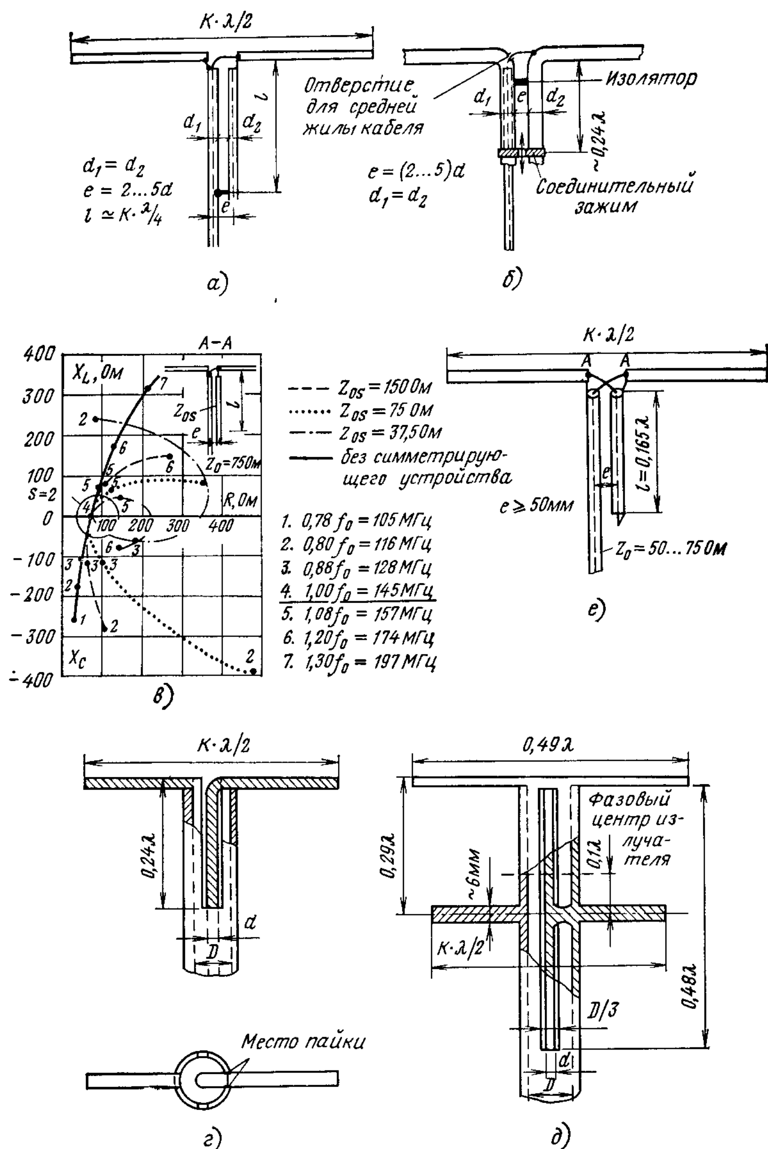


Рис. 3.13. Схемы симметрирующих устройств:
а — симметрирующее устройство на КВ; *б* — симметрирующее устройство на УКВ; *в* — диаграммы *R* и *X* составляющих входного сопротивления антенны с симметрирующим устройством при изменении частоты; *г* — щелевое симметрирующее устройство; *д* — двойное щелевое симметрирующее устройство с вибратором и рефлектором; *е* — симметрирующее устройство с использованием отрезка коаксиальной линии

Графики, приведенные на рис. 3.13*в*, показывают зависимость входного сопротивления в точках *А—А* при изменении частоты и различных значениях волнового сопротивления симметрирующего устройства Z_{0c}. Графики построены для $d/\lambda=100$. Без симметрирующего устройства диапазонность схемы, как видно из этих графиков, резко уменьшается. На рисунке область внутри окружности соответствует значению $K_{ст\,U}<2$. Использование симметрирующего устройства с $Z_{0c}=150$ Ом увеличивает диапазонность. При $Z_{0c}=75$ Ом действие симметрирующего устройства оптимально. Это может быть, в частности, объяснено тем, что в данном случае устройство можно рассматривать как шлейф (см. § 2.2). При дальнейшем уменьшении Z_{0c} диапазонность симметрирующего устройства вновь уменьшается. В частности, при $Z_{0c}=37{,}5$ Ом слабо меняется с частотой реактивная составляющая входного сопротивления, но сильно изменяется активная составляющая. На приведенных графиках точками с номерами (от *1* до *7*) обозначены частоты, значения которых приведены в таблице к этому рисунку.

Щелевое симметрирующее устройство (рис. 3.13*г*). Разновидностью только что рассмотренного устройства является щелевое симметрирующее устройство, которое обычно используется в диапазоне (0,45..15) ГГц (в облучателях параболических антенн). В трубке с внутренним диаметром *D* расположен вдоль оси провод с диаметром *d*. Отношение диаметров *D*/*d* получают исходя из требуемой величины волнового сопротивления Z_0. Обычно берут $D/d=3{,}6$, что соответствует $Z_0=75$ Ом. Во внешней трубке точно по диаметру и на глубину $0{,}24\lambda$ прорезана двусторонняя щель шириной примерно равной *d*.

Каждое плечо диполя соединяется с одной из половинок внешней трубки, а внутренний провод — с другой из половинок. Длина диполя, измеренная между его концами, берется равной $K\lambda/2$, а коэффициент укорочения *K* определяется из графика на рис. 2 80.

В конструкции, изображенной на рис. 3.13*г*, щель создает две резонансных четвертьволновых замкнутых на конце линии В значительной мере аналогичное устройство было рассмотрено ранее при анализе схемы на рис. 3.13*б*.

Двойное щелевое симметрирующее устройство (рис. 3 13*д*). Это устройство подобно ранее рассмотренному двустороннему симметрирующему устройству, изображенному на рис. 3 11*г*. Оно имеет те же достоинства, а именно большую эффективность симметрирования и большую диапазонность. Кроме того, в устройстве возможно непосредственное подсоединение дополнительных пассивных элементов (например, рефлекторов). Указанные на рисунке размеры соответствуют наиболее часто встречающемуся варианту выполнения схемы. На этом же рисунке указано положение фазового центра излучателя, выполненного на базе рассматриваемого устройства и содержащего как активный вибратор, так и пассивный рефлектор.

Симметрирующее устройство с использованием отрезка дополнительной коаксиальной линии (рис. 3 13*е*) Искажения распределения поля, возникающие из-за тока асимметрии, можно скорректировать введением дополнительного отрезка кабеля, на котором наводится противофазный ток асимметрии. Можно сказать, что эта система симметрирования близка к симметрирующему устройству, изображенному на рис 3.13*а*. Разница заключается в том, что обе жилы дополнительного коаксиального кабеля соединены с обоими плечами диполя. Отрезок допол-

нительного кабеля, электрическая длина которого равна $\lambda/4$, на конце закорочен (рис. 3 13*е*). Длина l отрезка кабеля с полиэтиленовой изоляцией ($\varepsilon_r=2{,}3$), коэффициент укорочения которого $K=0{,}66$, равна $0{,}165\lambda$. Обратите внимание на то, что конец дополнительного кабеля не должен иметь электрический контакт с основным кабелем питания. В противном случае, т. е. при соединении конца дополнительного кабеля с основным, из-за того, что длина внешней части дополнительного кабеля $l<0{,}25\lambda$, образуется дополнительный контур, представляющий собой индуктивность Кроме того, следует считаться с тем, что отрезок дополнительной линии вносит в точках *А—А* шунтирующую емкость. Для уменьшения этой емкости следует размещать дополнительный провод на расстоянии $e\geqslant 50$ мм от основной линии питания. Симметрирующее действие такой системы обычно не очень велико.

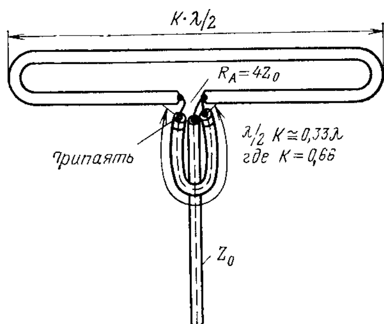


Рис 3 14. Симметрирующее устройство с полуволновой петлей

Симметрирующее устройство с полуволновой петлей (рис 3 14). Это наиболее распространенное симметрирующее резонансное устройство. Одно плечо диполя соединено со средней жилой коаксиального кабеля Другое плечо диполя должно быть возбуждено током, отличающимся по фазе на 180°. В ранее описанных системах требуемый фазовый сдвиг достигался путем подключения второго плеча диполя к внешнему экрану коаксиального кабеля, что, в принципе, приводит к асимметрии

Фазовый сдвиг на 180° появляется на конце линии, длина которой составляет $0{,}5\lambda$, $1{,}5\lambda$, $2{,}5\lambda$ и т. д Следовательно, соединив среднюю жилу коаксиального кабеля через отрезок длиной $\lambda/2$ со вторым плечом вибратора, создадим тем самым симметричную систему питания. В этом случае оба плеча диполя наводят на экране коаксиального кабеля противофазные токи асимметрии, которые компенсируют друг друга. Необходимо помнить, что полуволновая петля должна быть симметрично расположена относительно плеч диполя.

Достаточно просто показать, что выходное сопротивление такой системы равно $4Z_0$. Следовательно, для хорошего согласования требуется использовать антенну с входным сопротивлением $R_A=4Z_0$.

Например Для питающей коаксиальной линии с $Z_0=50$ Ом необходимо, чтобы $R_A=200$ Ом, а при $Z_0=75$ Ом $Z_0=300$ Ом. Такие значения входного сопротивления имеют петлевые вибраторы (см. § 2 3).

Длина петлевого отрезка может быть равной $3\lambda/2$ или даже $5\lambda/2$, однако на практике в основном используются полуволновые отрезки. Вновь напомним, что физическая длина отрезка отличается от электрической длины. Мерой несоответствия этих длин служит коэффициент укорочения: $l=K\lambda/2$ Поэтому для обычных коаксиальных кабелей получаем, что $l=0{,}32\lambda$. Отметим, что волновое сопротивление полуволнового отрезка не играет здесь существен-

ной роли. Обычно используют коаксиальные кабели с $Z_0 = 50...75$ Ом.

Широкополосность рассматриваемой системы достаточно велика и составляет приблизительно 30%.

Если данную систему применить для возбуждения полуволнового диполя, то необходимо дополнительно включить четвертьволновый трансформатор с $Z_т = 2Z_0$ между симметрирующим устройством и плечами диполя. Наиболее целесообразно в данном случае использовать схему четвертьволнового трансформатора, изображенную на рис. 3.6*б*.

Двухпроводное симметрирующее устройство (рис. 3.15). Два отрезка двухпроводной линии с волновым сопротивлением Z_1, имеющих одинаковые длины $\lambda/4$, подключаются в точках *В*—*В* параллельно к проводам питающей линии. В точках *А*—*А* одна пара проводов соединяется между собой, а ко второй паре подсоединяется нагрузка. Это устройство одновременно выполняет функции симметрирования и трансформации сопротивлений.

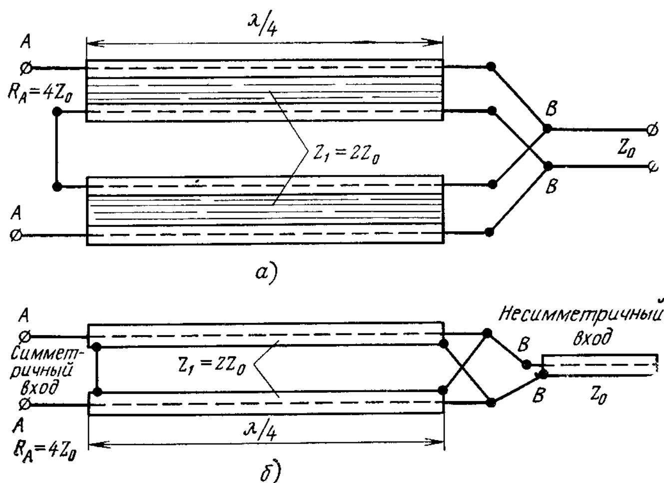


Рис. 3.15 Двухпроводное симметрирующее устройство с использованием двух отрезков
а — двухпроводной линии, *б* — коаксиальной линии

Со стороны точек *В*—*В* сопротивление $R_в = Z_1/2$, а со стороны точек *А*—*А* $R_А = 2Z_1$. Поэтому коэффициент трансформации $R_А/R_в = 4$ Если волновое сопротивление линии питания равно Z_0, то условие согласования требует, чтобы $Z_1 = 2Z_0$, а $R_А = 4Z_0$.

При выполнении данных симметрирующих устройств обратите внимание на то, что между точками *В*—*В* приложено полное напряжение питания, поэтому сближение проводов симметрирующих линий может изменить их входное сопротивление Кроме того, для любой схемы, изображенной на рис. 3.15, крайне важно выдержать одинаковые длины обоих отрезков. Снова напомним, что для обычного коаксиального кабеля $K = 0{,}66$, и поэтому для схемы, изображенной на рис. 3 15*б*, физические длины отрезков $l \approx 0{,}16\lambda$. Следовательно, внешние экраны коаксиальных кабелей образуют контур,

не настроенный в резонанс, который вносит в точках $B—B$ дополнительное реактивное сопротивление индуктивного характера. Чтобы избежать этого, необходимо выравнить коэффициенты укорочения K (внутренней коаксиальной линии) и K' (внешней линии, образованной двумя экранами коаксиальных кабелей). На практике этого добиться крайне сложно. Поэтому в качестве переходного симметрирующего устройства можно использовать четырехпроводную линию (см. рис 2.22) с волновым сопротивлением $Z_1=2Z_0$.

Симметрирующее устройство с использованием U-образного шунта (рис. 3.16). Симметрирующее устройство такого типа возникло как модификация дельта-трансформатора. Основным его элементом является провод в виде U-образного шунта (внешне напоминающего женскую шпильку для волос),

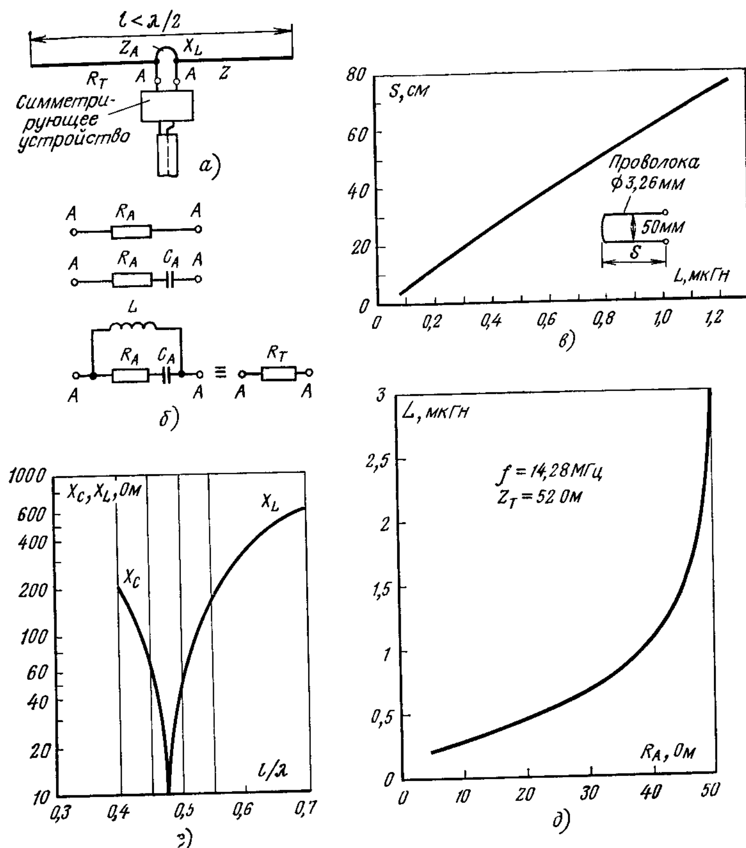


Рис 3 16 Симметрирующее устройство с использованием U-образного шунта: *а* — схема, *б* — эквивалентные схемы при трансформации R_A в R_r, *в* — зависимость индуктивности шунта от его размеров; *г* — зависимость реактивного сопротивления X от длины диполя; *д* — зависимость индуктивности L шунта от R_A для диапазона 14 МГц

который является индуктивной нагрузкой, подключенной параллельно к входу антенны.

Полуволновый диполь при резонансе имеет только активную составляющую $R_А$ входного сопротивления. Небольшое укорочение диполя приводит к появлению реактивной составляющей емкостного характера. Для ее компенсации параллельно входу антенны подключают индуктивность в виде U-образного шунта. Благодаря этому на некоторой частоте антенна снова имеет только активное сопротивление $R_Т$. Следовательно, можно сказать, что произошла трансформация входного сопротивления антенны $R_А$ в $R_Т$.

Отправной точкой при проектировании такого устройства является входное сопротивление диполя $R_А$. Для антенн типа Уда—Яги это сопротивление имеет значение 5...50 Ом. Более точно его можно рассчитать аналитическими методами, приведенными в дальнейших разделах книги. Можно достаточно точно измерить сопротивление с использованием мостовой схемы [23].

Вполне вероятно, что для существующих линий питания $R_А \neq Z_0$. Тогда необходимо сопротивление $R_А$ трансформировать в $R_Т = Z_0$. Требуемое значение реактивного сопротивления U-образного шунта определяется зависимостью

$$X_L = \omega L = R_Т \sqrt{R_А/(R_Т - R_А)}. \qquad (3.2)$$

Зная X_L, нетрудно найти для частоты f значение L, например, используя графики на рис. 2.38*б*. Далее, зная L и пользуясь графиком на рис. 3.16*в*, определяют геометрические размеры U-образного шунта. Для антенны, работающей в диапазоне 14 МГц, можно использовать график на рис. 3.16*д*. И, наконец, зная X_L и используя соотношение $X_C = X_L$, определяют по графику на рис. 3.16*г* требуемое укорочение диполя.

Надо отметить, что данный метод является приближенным в том смысле, что при определении $R_А$ и длины диполя не учитывается влияние внешней среды. Точная подстройка схемы осуществляется при настройке на минимум $K_{ст\,U}$ путем изменения размеров шунта. На рис. 3.17 приведено конструктивное решение данного симметрирующего устройства.

Трансформацию сопротивления $R_А$ в $R_Т$ можно осуществить и другим методом, а именно, удлинить диполь, а параллельно его

Рис 3.17. Конструктивное выполнение симметрирующего устройства с использованием U-образного шунта:
а — симметричное выполнение шунта, *б* — несимметричное выполнение шунта для диапазона 14 МГц,
1 — диполь; *2* — рефлектор; *3* — бакелитовый прут; *4* — бакелитовая плита; *5* — директор; *6* — штанга для крепления пассивных элементов антенны; *7* — коаксиальная линия $Z_0 = 52$ Ом

входу включить шунтирующий конденсатор C. Реактивное сопротивление

$$X_C = 1/\omega C = R_т\sqrt{R_А/(R_т - R_А)}, \qquad (3.3)$$

а искомое значение C определяют, зная X_C, по графикам на рис. 2.38*а*.

Следует заметить, что данная схема симметрирования не осуществляет полной симметрии возбуждения диполя. Реальный уровень тока в плече диполя, подключенном к средней жиле питающей коаксиальной линии, выше, чем во втором плече. Для выравнивания токов и, следовательно, для достижения большей симметрии шунт выполняется несимметричным (рис. 3.17*б*). Изменяя расстояние от шунта до плеч диполя, можно получить полную компенсацию или даже перекомпенсацию. При этом следует помнить, что шлейф надо располагать ближе к тому плечу диполя, который возбуждается от средней жилы коаксиального кабеля.

Еще раз подчеркнем, что эта схема компенсации позволяет непосредственно подключить коаксиальную линию к диполю без опасения, что в схеме возникнет большая асимметрия. Обычно схему настраивают на минимум $K_{ст\,U}$, а потом убеждаются, что ток асимметрии невелик. Если этого не произошло, т. е. ток асимметрии сравнительно велик, то, несколько изменяя ориентацию и конфигурацию шунта относительно плеч диполя, добиваются минимального уровня тока асимметрии.

С и м м е т р и р у ю щ е е   у с т р о й с т в о   с   и с п о л ь з о в а н и е м   и н д у к т и в н о й   п е т л и (рис. 3.18). Этот вариант симметрирующего устройства обычно применяется в диапазоне КВ и является модернизацией устройства, приведенного на рис. 3.13*а*, от которого, в частности, отличается меньшими размерами. Последнее достигается благодаря большой индуктивности, образованной замкнутой петлей. Побочным эффектом, как правило нежелательным,

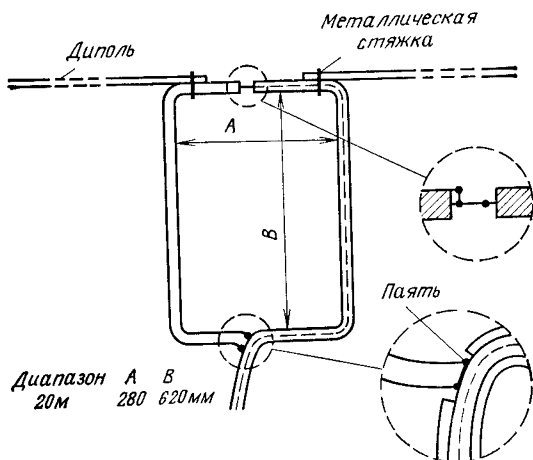


Рис. 3.18. Симметрирующее устройство с использованием индуктивной петли для диапазона 14 МГц

является излучение петли с вертикальной поляризацией. На рис. 3.18 указаны размеры симметрирующего устройства для диапазона 15 МГц. Отметим, что на практике это устройство не находит широкого применения, что объясняется, главным образом, сложностью выдерживания прямоугольной конфигурации петли симметрирующего устройства.

Апериодические симметрирующие устройства. До сих пор рассматривались только резонансные симметрирующие устройства, которые в принципе достаточно узкополосны. Действительно, при отклонении частоты от резонансной этот тип симметрирующих устройств вносит реактивную составляющую сопротивления (индуктивную или емкостную), что приводит к рассогласованию системы. Это, в свою очередь, сказывается на увеличении $K_{ст\,U}$ и потерь, в том числе потерь на излучение с нежелательной поляризацией и нежелательной формой диаграммы направленности. Эти неприятности, а также трудности, связанные с настройкой симметрирующих устройств, приводят к тому, что радиолюбители отказываются от использования резонансных симметрирующих устройств.

Более простыми в изготовлении являются апериодические симметрирующие устройства, которые к тому же более широкополосны, хотя коэффициент полезного действия их несколько ниже. В зависимости от способа выполнения апериодические симметрирующие устройства могут осуществлять трансформацию сопротивлений или в отношении 1 : 1, или в отношении 1 : 4. Благодаря несомненным своим достоинствам этот тип симметрирующих устройств находит применение не только в приемных, но и в передающих антеннах.

Принцип действия практически всех апериодических симметрирующих устройств основан на том, что для симметричной волны они имеют малое сопротивление, а для асимметричной — большое.

В зависимости от способа выполнения различают три варианта апериодических симметрирующих устройств.

Л е н т о ч н о е   а п е р и о д и ч е с к о е   с и м м е т р и р у ю щ е е   у с т р о й с т в о. Рисунок 3.19 иллюстрирует способ исполнения данного типа апериодического симметрирующего устройства, в котором ленточная линия навита в несколько оборотов на цилиндрическую изоляционную трубку. Асимметричная составляющая тока, протекающая по этому проводу, мала, так как индуктивность представляет для него большое сопротивление. Величина тока асимметрии определяется индуктивностью катушки и емкостью системы. Длина провода катушки выбирается в пределах 0,1...0,3λ. Оптимальная длина составляет 0,25λ. Данная система не трансформирует сопротивления, поэтому должно обеспечиваться равенство волнового сопротивления провода Z_1, волнового сопротивления линии Z_0 и входного сопротивления антенны $Z_А$, т. е. $Z_1=Z_0=Z_А$. Это, естественно, приводит к определенным трудностям при практической разработке схемы симметрирующего устройства.

П р и м е р. Если $Z_А=70$ Ом и $Z_0=70$ Ом, то надо подобрать ленточную линию с $Z_1=70$ Ом. Такие ленточные линии не производятся. Поэтому ее придется изготовить самому радиолюбителю. Для этого следует разрезать ленточную линию, имеющую волновое сопротивление около 240 Ом посередине и скрутить два образовавшихся провода. Волновое сопротивление сформированной таким образом линии будет равно 60...100 Ом. Его включают между антенной и несимметричной питающей линией. Естественно, что в данном случае на антенну будет действовать дополнительная нагрузка,

обусловленная массой симметрирующего устройства (рис. 3.19*б*). Поэтому более выгодно возбуждать антенну с помощью симметричной линии, а переход от симметричной линии к несимметричной, т. е. симметрирующее устройство, размещать в более удобном (с рассматриваемой точки зрения) месте, например так, как это показано на рис. 3.19*в*.

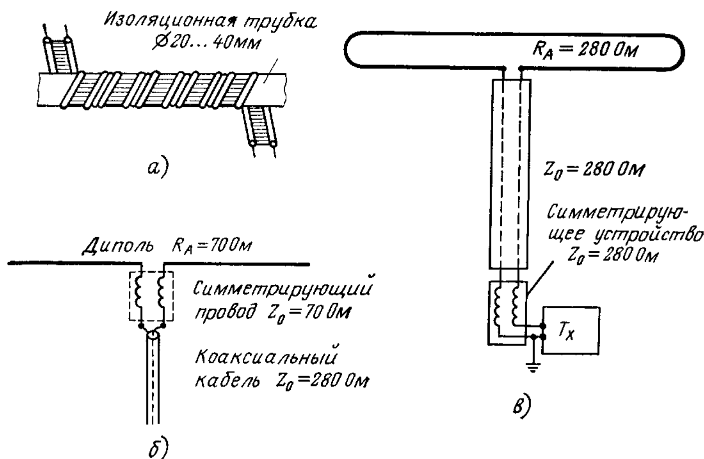


Рис. 3.19. Ленточное апериодическое симметрирующее устройство:
а — конструкция; *б* — включение симметрирующего устройства между антенной и коаксиальной линией питания; *в* — включение симметрирующего устройства между симметричной линией питания и несимметричным входом приемника

Трансформирующее ленточное апериодическое симметрирующее устройство (рис. 3.20). Эта система похожа как на предыдущее устройство симметрирования, так и на устройство симметрирования, изображенное на рис. 3.15.

Два ленточных провода, навитых так, как показано на рис. 3.19*а*, заключены в два экрана, которые конструктивно расположены внутри специальной коробки (см. рис. 3.20). Такая система может быть использована в широком диапазоне частот (1 : 4). Дополнительным преимуществом устройства являются его малые габаритные размеры. Сопротивление линии, из которой выполнено симметрирующее устройство, должно иметь величину $Z_1=2Z_0=$ $=0,5R_A$.

Пример. Для петлевого вибратора с $R_A=280$ Ом, возбуждаемого коаксиальной линией с $Z_0=70$ Ом, симметрирующее устройство необходимо выполнить из ленточной линии с $Z_1=140$ Ом. Такую линию нетрудно изготовить самому по способу, описанному выше. Симметрирующие устройства подобного типа, выпускаемые промышленностью, гарантируют работоспособность в диапазоне 4...80 МГц при $K_{ст\,U}$ не хуже 1,35 и при дополнительных потерях не более 0,15 дБ.

Апериодические симметрирующие устройства с использованием коаксиального кабеля. Способ изготовления такого симметрирующего устройства подобен описан-

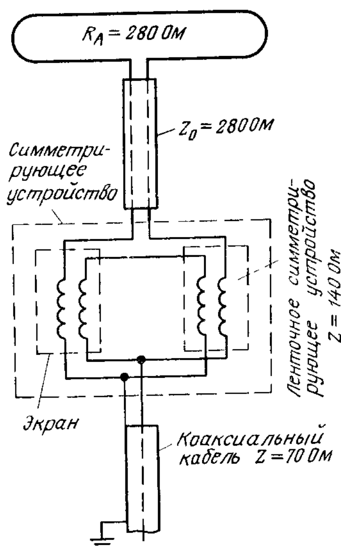


Рис. 3.20. Трансформирующее ленточное симметрирующее устройство

ным выше. Для токов асимметрии существует препятствие в виде дросселя. Для увеличения эффективности симметрирования антенна подключается к середине дросселя (рис. 3.21). Токи асимметрии, ослабленные при прохождении через дроссель, достигают точки D в противофазе и поэтому в линии питания взаимно компенсируют друг друга.

Такие системы крайне широко распространены. Их достоинство заключается в том, что здесь не происходит трансформация сопротивлений. К недостаткам следует отнести то, что средний виток дросселя, подключаемый к антенне, находится под напряжением. Кроме того, в этой схеме могут возникнуть дополнительные потери, обусловленные потерями в диэлектрике, из которого выполнена защитная оболочка коаксиальной линии. Отметим, что в такой конструкции вход антенны шунтируется дополнительной емкостью, обусловленной межвитковой емкостью (в основном емкостью двух средних витков). Эта емкость изменяет резонансную частоту антенны. Поэтому антенну следует подстраивать.

На практике используют компромиссное решение, а именно для симметрирующего устройства, работающего в широкой полосе час-

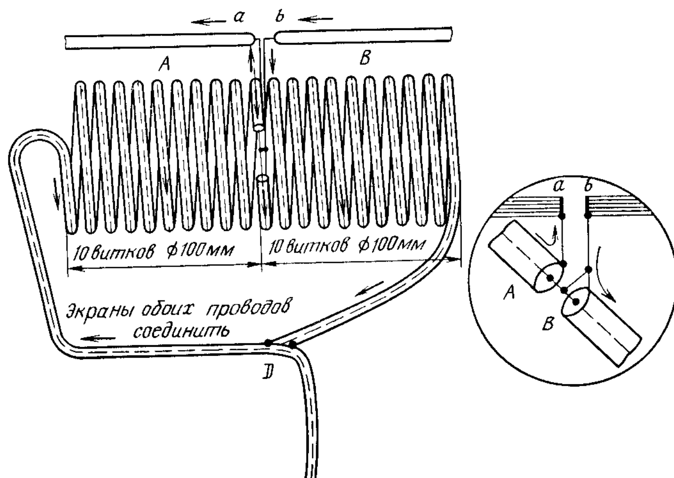


Рис. 3.21. Способ выполнения апериодического симметрирующего устройства из коаксиального кабеля для диапазона КВ

тот, витки дросселя укладывают как можно плотнее (витки прилегают друг к другу). Это приводит к росту межвитковой емкости и, следовательно, к ограничению полосы пропускания в области высших частот. Отметим, что рабочий диапазон частот определяется длиной провода, а на широкополосность влияет способ намотки, т. е. диаметр провода и число витков.

В половине дросселя, обозначенной на рис. 3.21 буквой *В*, основную роль играет внешний экран коаксиальной линии, средняя жила в этой половине не должна быть подключена.

На рис. 3.22 приведены две конструкции симметрирующего устройства, предназначенного для работы в диапазоне 80...250 МГц. На граничных частотах симметрирование, реализуемое данным устройством, удовлетворительное. Внутри диапазона (в пределах 100...200 МГц) достигается очень высокая степень симметрирования.

При конструировании симметрирующего устройства крайне важно обратить внимание на качество подключения внешних экранов питающих кабелей и половинок симметрирующего устройства. Место пайки обоих экранов следует изолировать, чтобы под защитную оболочку кабелей не проникла влага, могущая привести к коррозии. Целесообразно также все витки дросселя оплести диэлектрической лентой или нитью.

В табл. 3.5 приведены основные параметры симметрирующих устройств для диапазона волн 3...30 МГц, внешний вид которых показан на рис. 3.23.

ТАБЛИЦА 3.5

Параметры симметричных устройств для диапазона 3...30 МГц

Длина провода, мм	Число витков	Диаметр катушки, мм	Индуктивность катушки, мкГн	Собственная емкость, пФ	Коэффициент асимметрии, дБ
2 × 2050	2 × 3	210	11	145	30...50
2 × 1150	2 × 4	90	6	150	38...60
2 × 1000	2 × 2,5	130	5	50	42...55
2 × 3500	2 × 10	100	—	—	—
2 × 2500	2 × 4,5	170	—	—	—

Так как в симметрирующем устройстве не происходит трансформация сопротивлений, питание к нему подводят с помощью того же коаксиального кабеля, из которого изготовлено само симметрирующее устройство. Существует несколько способов закрепления симметрирующего устройства. На рис. 3.23*а* это устройство выполнено в виде скрутки из нескольких плотно уложенных витков. К этой скрутке подведены два провода от антенны и один коаксиальный кабель с разъемным контактным соединением для связи с коаксиальной линией питания.

Другим решением является цилиндрическое расположение витков, показанное на рис. 3.23*б*. Питание антенны можно осуществить с концов катушки, тогда линия питания подсоединяется к середине катушки (см. рис. 3.23*б*), либо наоборот (см. рис. 3.21).

Способ выполнения симметрирующей катушки, показанной на рис. 3.21, находит на практике широкое применение. Для этого на какой-либо цилиндрический предмет, диаметр которого равен 100 мм, наматывают около 3,5 м коаксиального кабеля, что состав-

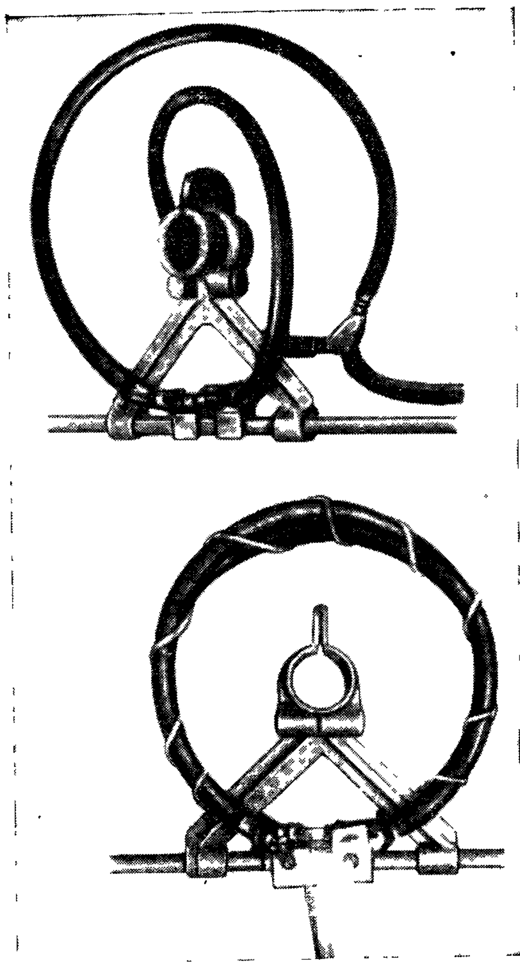


Рис. 3.22. Внешний вид симметрирующего устройства для диапазона 80 ... 250 МГц

ляет одну полукатушку *B*. На длине 3 см от конца этой полукатушки снимают изоляцию. На длине 2 см удаляют экран и, не повреждая среднюю жилу, снимают полиэтиленовую изоляцию.

К средней жиле и к экрану, являющемуся окончанием полукатушки *B*, присоединяется один вывод, идущий к антенне. Другой вывод, идущий к антенне, соединяется с экраном кабеля, который является началом полукатушки *A*. После аккуратной изоляции оголенной средней жилы между полукатушки *B* и *A* продолжают намотку еще 3,5 м коаксиального кабеля, составляющего полука-

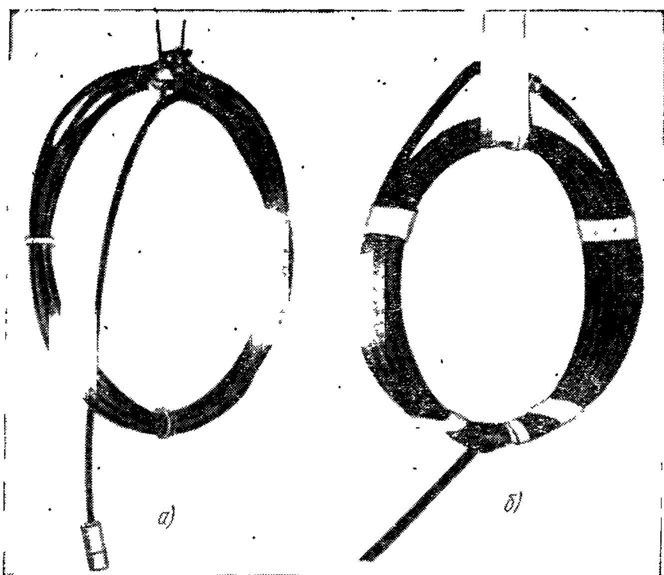


Рис. 3.23. Внешний вид симметрирующих устройств для диапазона КВ, выполненных:
а — в виде связки; *б* — в виде катушки

тушку *А*. И, наконец, начало полукатушки *В* соединяют в точке *D* с питающим проводом полукатушки *А* (см. рис. 3.21). Обратите внимание на то, что в точке *D* достаточно осуществить электрический контакт только внешних экранов двух коаксиальных кабелей.

Для того чтобы предотвратить деформацию профиля катушки под действием собственной массы и массы питающей линии, катушку после снятия с намоточного цилиндрического тела закрепляют на изоляционных распорках, предварительно наложив в нескольких местах жгуты из изоляционного материала. Можно прикрепить всю катушку к несущим конструкциям мачты антенны.

В табл. 3.5 приведены ориентировочные значения собственной емкости катушки. Для того чтобы определить точное значение этой величины, можно воспользоваться методом, по которому вначале измеряется емкость одной полукатушки *А* (без присоединения полукатушки *В*). Далее присоединяют полукатушку *В* (второй конец ее в момент измерения свободен) и вторично измеряют емкость. Именно разность двух измеренных указанным способом емкостей и приведена в табл. 3.5. Эта емкость не является реальной емкостью, подключенной параллельно входу *a—b* антенны (см. рис. 3.21). Дело в том, что собственное реактивное сопротивление линии, соединяющей симметрирующее устройство с антенной, имеет индуктивный характер. Поэтому реальное значение реактивности, вносимой на вход антенны, будет определяться конкретным видом соединительной линии. Например, результирующая емкость, вносимая на вход антенны симметрирующим устройством и соединительной

линией, в диапазоне 28 МГц будет меньше, чем в диапазоне 3,5 МГц.

Фактическое значение вносимой емкости можно определить, используя известные мостовые схемы измерения. Для этого симметрирующее устройство нагружают на активное сопротивление и измеряют величину Z_0 на входе симметрирующего устройства (рис. 3.24). Из графика, приведенного на рис. 3.24, видно, что измеренная таким образом емкость C в диапазоне 7,5 МГц равна 30 пФ, а в диапазоне 30 МГц — 10 пФ. Изменение емкости приводит, во-первых, к изменению резонансной частоты диполя, а, во-вторых, согласно формуле (3.3), к изменению сопротивления $R_т$.

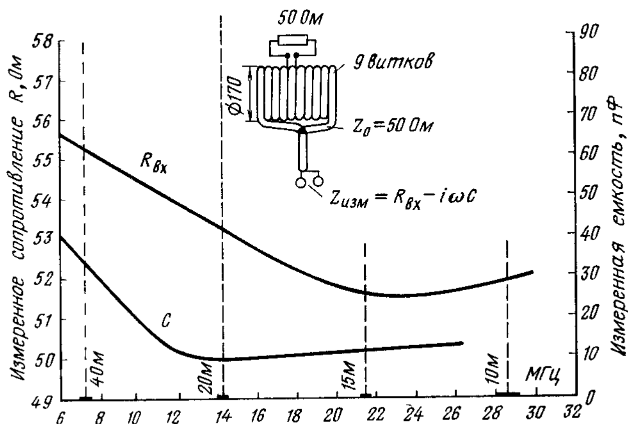


Рис. 3.24. Зависимость входного сопротивления $R_{вх}$ и собственной емкости C симметрирующего устройства, нагруженного на сопротивление 50 Ом от частоты

Из-за случайной длины линии симметрирующего устройства изменение $R_т$ приводит к изменению входного сопротивления $R_{вх}$ в пределах 51,5...55 Ом (согласно графику на рис. 3.24). Отметим, что такое рассогласование мало́ ($K_{ст\,U} < 1{,}1$) и поэтому вполне допустимо.

Рассматриваемая схема симметрирующего устройства вносит небольшое дополнительное затухание, которое не превышает 0,5 дБ.

Небольшие размеры, простота конструкции и некритичность к ошибкам при изготовлении определили широкое использование данной схемы симметрирующего устройства в радиолюбительских антеннах для приема сигналов радиовещания и телевидения.

Ферритовые апериодические симметрирующие устройства. Появление ферритов, работающих в диапазоне десятков мегагерц, привело к разработке и созданию на их основе симметрирующих и трансформирующих устройств для КВ диапазона.

Выпускаемые промышленностью симметрирующие устройства, выполненные на базе ферритов, работоспособны в диапазоне 3...10 МГц, а в некоторых случаях даже в диапазоне 1...50 МГц.

В этих системах при симметричной нагрузке в обоих проводах протекают токи одинаковой величины, но имеющие противополож-

ное направлеиие. Вследствие этого результирующее магнитное поле в ферритовом сердечнике равно нулю. Появление асимметрии в нагрузке приводит к появлению нескомпенсированного магнитного потока в сердечнике. Однако для асимметричного тока индуктивность катушки представляет большое сопротивление, которое еще увеличивается из-за наличия ферритового сердечника.

Ферритовые симметрирующие устройства производятся на мощности от нескольких милливатт до десятков киловатт. Разница определяется как выполнением самого сердечника, так и типом провода, из которого навиваются катушки.

Симметрирующие ферритовые устройства могут иметь различное схемное решение и назначение (рис. 3.25). На рис. 3.25*а* при-

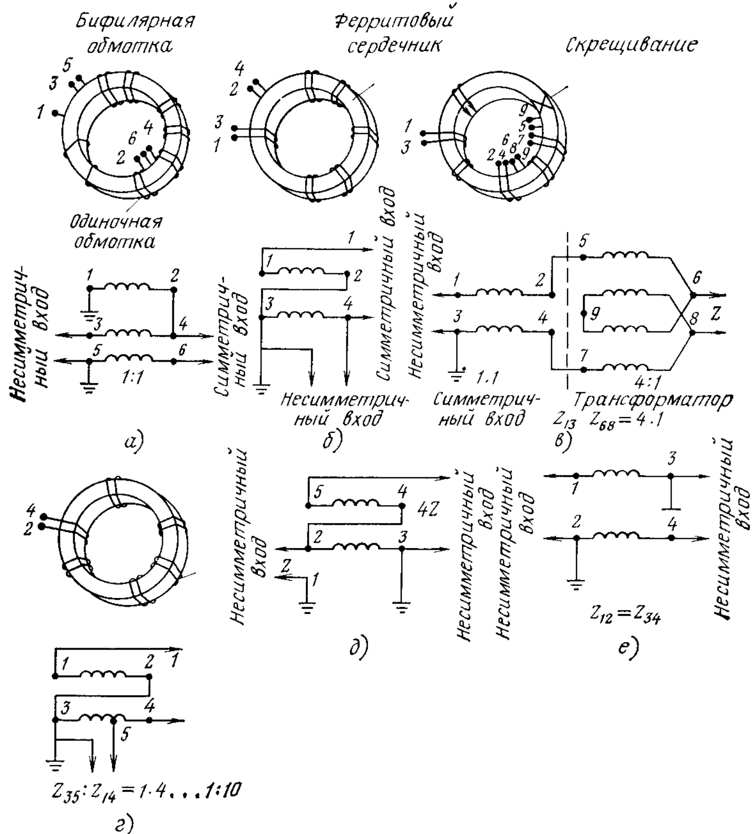


Рис. 3.25. Ферритовое симметрирующее устройство:
а — схема согласования симметричных и несимметричных входов без трансформации сопротивлений (коэффициент трансформации 1 : 1); *б* — то же, что и на рис *а*, но с коэффициентом трансформации 1 : 4; *в* — то же, что и на рис. *а*, но с коэффициентом трансформации 4 : 1; *г* — то же, что и на рис *а*, но коэффициент трансформации изменяется от 1 : 4 до 1 : 10, *д* — схема согласования двух несимметричных линий с коэффициентом трансформации 4 : 1; *е* — схема, позволяющая осуществить фазовый сдвиг на 180° в несимметричной линии без трансформации

ведена схема симметрирующего устройства, выполненного на ферритовом сердечнике и имеющего три обмотки. Две из них намотаны бифилярно, а третья — отдельно. Третья обмотка предназначена для улучшения характеристик симметрирующего устройства в диапазоне 28 МГц.

На рис. 3.25*б* приведена простейшая схема симметрирующего устройства, содержащего две бифилярные обмотки. Такие схемы обеспечивают трансформацию сопротивлений с коэффициентом 1:4. Для сохранения симметрии в широком диапазоне волн намотку следует выполнять таким образом, чтобы между обоими проводами сохранялось небольшое и постоянное вдоль всей обмотки расстояние Это обеспечит удовлетворительное согласование сопротивления обмотки с волновым сопротивлением питающей линии ($Z_0 = 50...75$ Ом).

На рис. 3.25*в* представлена схема, трансформирующая сопротивление в отношении 4 : 1 и предназначенная для подключения к антеннам с малым входным сопротивлением (около 20 Ом). Эта схема, по сути дела, осуществляет сразу две функции: симметрирующего устройства и понижающего трансформатора сопротивления.

Схема на рис. 3.25*г* позволяет осуществлять изменение коэффициента трансформации в пределах от 4 : 1 до 10 : 1.

Схема на рис. 3.25*д* трансформирует сопротивление в отношении 4 : 1 и предназначена для согласования двух несимметричных линий.

На рис. 3.25*е* приведена схема, позволяющая осуществить фазовый сдвиг на 180° в несимметричной линии.

Отметим, что в ферритовых симметрирующих устройствах с повышением частоты число витков в обмотке, как правило, уменьшается. Следует помнить, что обработка поверхности ферритовых сердечников напильником не допускается, так как может привести к растрескиванию сердечников и, следовательно, резкому ухудшению их магнитных свойств. Можно рекомендовать обработку поверхности ферритов (например, его острых краев) мелкой абразивной бумагой.

Ферритовые симметрирующие устройства вносят незначительные дополнительные потери (0,1...0,2 дБ) и устойчивы к мгновенным перегрузкам.

Следует помнить, что поверхность ферритового сердечника может подвергаться коррозии. Поэтому поверхность сердечника, как правило, покрывают изоляционным лаком, а сам сердечник вместе с обмотками помещают в защитную коробку.

Параметры симметрирующих устройств. Для сравнения различных типов и схем симметрирующих устройств используются обычно следующие параметры: коэффициент полезного действия, коэффициент асимметрии, частотные характеристики

Коэффициент полезного действия η определяется как отношение напряжений на выходе U_2 и входе U_1, измеренных так, как показано на рис. 3.26*а*. При измерении симметрирующее устройство должно быть нагружено на сопротивление R_A, согласованное с волновым сопротивлением линии питания (с учетом коэффициента трансформации сопротивлений). Следовательно, $\eta = (U_2/U_1)^2$, а потери в децибелах, вносимые симметрирующим устройством, $\alpha = 20 \lg(U_1/U_2)$.

Коэффициент асимметрии измеряется с помощью схемы, приведенной на рис. 3.26*б*. Измеряя напряжения U_1 и U_2, получаем

коэффициент асимметрии

$$K_{ac}=20\lg(U_2/U_1). \tag{3.4}$$

По значению этого коэффициента симметрирующие устройства можно разделить иа следующие группы:

удовлетворительные, если $K_{ac}\geqslant 30$ дБ (1/32);

хорошие, если $K_{ac}\geqslant 40$ дБ (1/100);

очень хорошие, если $K_{ac}=50$ дБ (1/320) при коэффициенте трансформации 4 : 1 или если $K_{ac}=60$ дБ (1/1000) при коэффициенте трансформации 1 : 1.

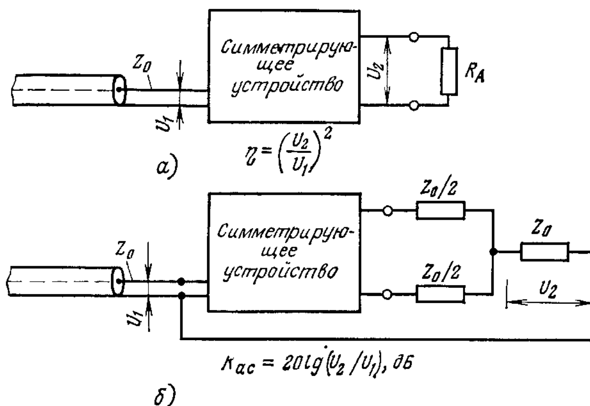


Рис. 3 26. Схемы для измерения параметров симметрирующих устройств: *а* — КПД и затухания; *б* — коэффициента асимметрии

В табл 3 5 приведены значения коэффициента асимметрии для трех типов симметрирующих устройств. Меньшие цифры соответствуют данным для диапазона 28 МГц, а большие — для 3,5 МГц. Худшая асимметрия в диапазоне 28 МГц объясняется большим влиянием потока рассеяния. Частотные характеристики симметрирующих устройств достаточно подробно анализировались ранее при рассмотрении каждой конкретной схемы.

3.4. Согласование системы «передатчик — линия питания»

Правильный режим работы передатчика требует, чтобы он был нагружен определенным сопротивлением. Большинство современных передающих устройств имеют асимметричный выход, который должен быть нагружен на 50 или на 75 Ом, или симметричный выход, который должен быть нагружен на сопротивление 240...300 Ом.

Последний каскад передатчика работает с наибольшим КПД, когда он нагружен на оптимальное сопротивление R_N, которое при работе передатчика в режиме класса С можно определить по формуле

$$R_N=k_0U_A/I_A, \tag{3.5}$$

где $U_А$ — напряжение на выходном каскаде; $I_А$ — ток последнего каскада; k_0 — коэффициент, равный 0,5 для простых систем и 0,8 для сложных.

Значение сопротивления R_N для простых схем ламповых передатчиков лежит в интервале 500...5000 Ом, а для транзисторных передатчиков — в интервале 8...50 Ом и определяется мощностью и напряжением питания. В первом случае выходной контур уменьшает значение сопротивления, а во втором — увеличивает.

Согласование передатчика с асимметричной линией. На рис. 3.27 показаны типовые схемы выходных каскадов передатчиков, часть из которых в виду слабой фильтрации высших гармоник мало применяется на практике.

В схеме на рис. 3.27*а* антенна непосредственно подключена к части выходного контура передатчика. Настройка всей системы в

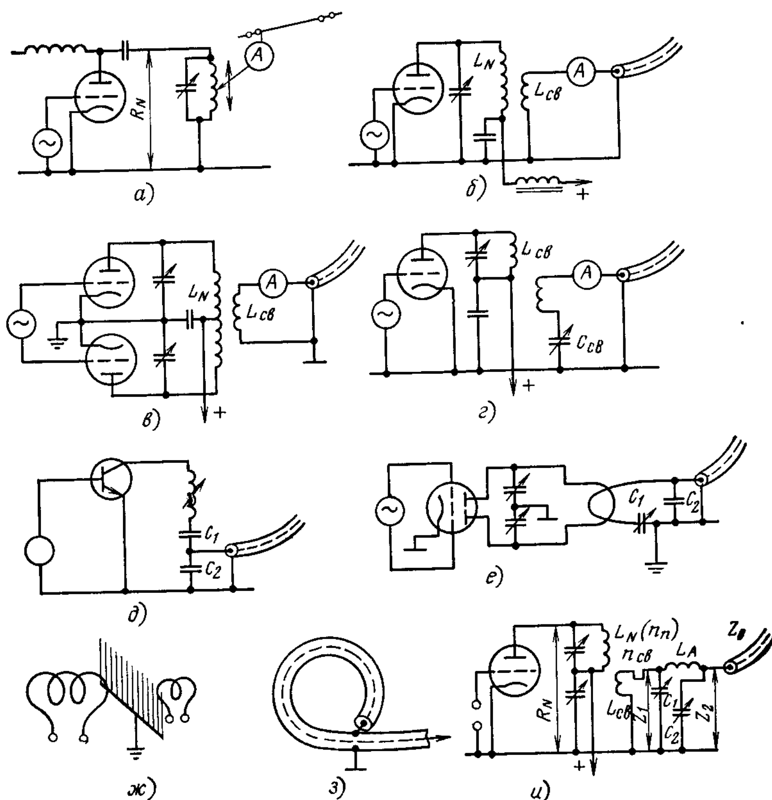


Рис. 3.27. Схемы сопряжения выходных каскадов передатчика с линиями питания антенны

а — непосредственное подключение антенны; *б* и *в* — осуществление связи линии питания с выходным контуром через индуктивность $L_{св}$; *г* — компенсация индуктивности $L_{св}$ емкостью $C_{св}$; *д* — резонансная система для транзисторных передатчиков; *е* — схема согласования на УКВ; *ж* — экран Фарадея; *з* — петля из коаксиального кабеля; *и* — фильтр Коллинза

данном случае осуществляется или изменением емкости выходного контура или изменением числа витков катушки, к которым непосредственно присоеднинена антенна. Индикатором тока обычно служит амперметр или, в более простых системах, индикаторная лампочка. Нанболее распространенной ошибкой является убеждение, что большой ток свидетельствует о хорошем согласовании передатчика с антенной. Дело в том, что ток может достигать больших значений и в случае, когда в линии питания возникает стоячая волна. Например, в случае обрыва антенны в линии питання будет существовать только одна стоячая волна ($K_{ст\,U} \to \infty$) н может так случиться, что амперметр находится в том месте линии питания, которому соответствует пучность тока. Поэтому его показания никак не могут быть однозначным свидетельством правильности настройки. Необходимо еще измерить коэффициент стоячей волны и убедиться, что уровень $K_{ст\,U}$ находится в допустимых пределах.

На рис. 3.27*б* и *в* приведены схемы, в которых происходит лучшая фильтрация высшнх гармоник передатчика. Однако из-за индуктивности связн $L_{св}$ они вносят в антенный тракт дополнительную реактнвность индуктивного характера. Иногда большая велнчина $L_{св}$ может существенным образом изменить распределение токов в линни питания н в самой антенне. Можно скомпенсировать индуктивность $L_{св}$ введением последовательно с ней емкости $C_{св}$ (рис. 3.27*г*). Однако в этом случае отсутствует цепь для постоянного тока, что мешает стеканию с антенны электростатических зарядов. Значения $L_{св}$ и $C_{св}$ выбираются из условий, чтобы добротность $Q_{св}$ была равна примерно 2, в то время как $Q_А=10$. При этом система наилучшим образом выполняет свою роль и не требует перестройки во всей рабочей полосе. Ориентировочно можно выбрать $C_{св}$ исходя из следующего равенства: $X_C=2Z_0$. Например, для $Z_0=75$ Ом сопротивление емкости $C_{св}$ равно $X_C=150$ Ом. Требуемое значение $C_{св}$ определяется для заданной частоты с помощью номограмм, приведенных на рис. 2.38*а*. Если связь между катушками L_N и $L_{св}$ переменная, то при настройке вначале осуществляют малую связь между L_N и $L_{св}$ и настраивают всю систему в резонанс. Далее, увеличивая связь между L_N и $L_{св}$, осуществляют подстройку системы.

Для простых схем передающих устройств, выполненных на транзисторах, повышение сопротивления достигается путем использования обычной резонансной системы (рис. 3.27*д*). Степень трансформации сопротнвлений зависит от соотношения C_1 и C_2.

В диапазоне УКВ часто используется схема, в которой выходным каскадом передатчика и антенным контуром осуществляется индуктивная связь, а точная настройка антенного контура достигается вариацией емкости C_1 (рис. 3.27*е*).

Уровень тока высших гармонических составляющих во многом определяется значением межвитковой емкости катушек выходного каскада передатчика. Это справедливо для всех схем, приведенных на рис. 3.27*б* — *е*, в диапазонах как КВ, так и УКВ. Иногда для уменьшения этого эффекта между катушками связи устанавлнвают экран Фарадея (рис. 3.27*ж*).

В более современных передающих устройствах вместо экрана Фарадея используется оболочка экрана коаксиального кабеля, выполненного так, как показано на рис. 3.27*з*. Эту схему можно рекомендовать тогда, когда уровень тока высших гармонических составляющих очень высок. В этом случае петлю кабеля (обычно

один виток) располагают вблизи заземленного края катушки индуктивности выходного каскада передатчика.

Дальнейшее улучшение фильтрации высших гармоник и согласования можно получить, используя схему, изображенную на рис. 3.27*и*, в которой антенный контур электрически разделен от контуров фильтрации и согласования. В качестве элемента связи можно использовать петлю из коаксиального кабеля (см. рис. 3.27*ж*). Можно также контуры фильтрации и согласования вынести дальше от выходного каскада и разместить их в более удобном месте. В коротком отрезке линии, соединяющем фильтр с передатчиком, может возникнуть стоячая волна. Однако потери из-за этого эффекта обычно крайне малы. Поэтому линию можно выполнить в виде коаксиального кабеля с произвольным волновым сопротивлением Z_0.

В радиолюбительской литературе достаточно часто встречается описание метода проектирования так называемого фильтра Коллинза (см. рис. 3.27*и*).

Если R_N — нагрузка выходной лампы передатчика, а Z_1 — входное сопротивление фильтра, то отношение числа витков анодной катушки n к числу витков катушки связи $n_{св}$

$$n/n_{св} = \sqrt{R_N/Z_1}\,. \tag{3.6}$$

Полагая $Q=12$, а $\omega=2\pi f$, где f — средняя частота диапазона в мегагерцах, получаем значение емкости C_1 (в пикофарадах):

$$C_1 = Q/\omega\, Z_1 = 12/\omega\, Z_1 = 2000/f\, Z_1\,. \tag{3.7}$$

Значение емкости C_2 рассчитывается по формуле

$$\sqrt{Z_1/Z_2} = C_1/C_2\,; \tag{3.8}$$

где Z_2 — выходное сопротивление фильтра.

И, наконец, индуктивность катушки

$$L_2 = 13\, Z_1/f + Z_1 C_1 \sqrt{Z_1\, Z_2}/145\,. \tag{3.9}$$

Еще раз напомним, что в приведенных формулах Z_1 и Z_2 выражены в килоомах, C_1 и C_2 — в пикофарадах; L — в микрогенри, f — в мегагерцах.

Согласование передатчика с симметричной линией. Ряд антенн имеет симметричное питание и большое входное сопротивление. Для согласования, большого волнового сопротивления симметричных линий питания с малым выходным сопротивлением передатчиков используются специальные переходные системы (рис. 3.28). Эти системы обычно содержат амперметры, а более современные — измерители $K_{ст\,U}$ тракта. Сопряжение с передатчиком может осуществляться через катушку связи (см. рис. 3.28*а*). Иногда связь между выходным и антенными контурами выполняется с помощью коаксиальной линии (см. рис. 3.28*б*). Катушки связи $L_{св1}$ и $L_{св2}$ в этом случае имеют один-два витка и должны обеспечить хорошую взаимосвязь с катушками индуктивности контуров

Вариант выполнения такой схемы приведен на рис. 3.28*в*. Он отличается от предыдущих тем, что катушка связи непосредственно сопрягается с катушкой антенного контура. Такие системы конструктивно намного проще и по-прежнему сохраняют способность трансформации сопротивлений. Связь с выходным контуром передатчика регулируется изменением емкостей C_2.

На рис. 3.28г приведена более простая схема, в которой регулировка связи с антенным контуром осуществляется путем изменения числа витков антенной катушки, с которой напряжение непосредственно поступает на вход линии питания. Емкость, включенная параллельно всем виткам катушки, служит для настройки антенного контура.

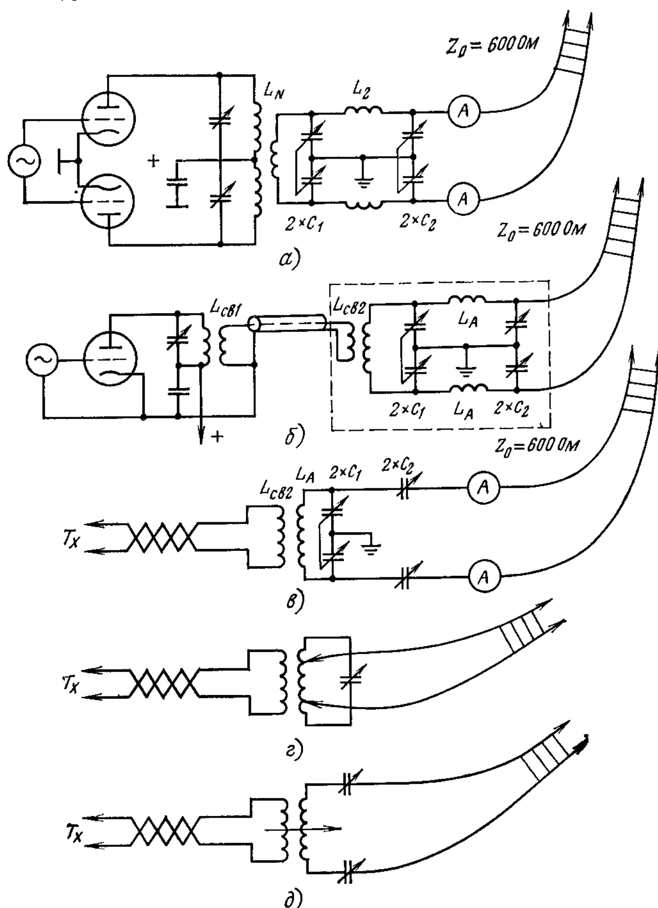


Рис 3 28 Согласование передатчика с симметричиой лииией питання:
а — схема, в которой используется двойной фильтр Коллинза; *б* — связь между выходным и антениым контурами с помощью коаксиальной линни (двойиой фильтр Коллинза размещен в отдельной приставке); *в* — упрощениая схема согласования; *г* — упрощенная схема согласования с большим входиым сопротивленнем, *д* — упрощенная схема с малым входиым сопротивлением

Еще один вариант сопряжения линии питания с выходом передатчика приведен на рис. 3.28*д*.

Для некоторых из рассмотренных схем середины катушек индуктнвностей и конденсаторов должны быть заземлены. Это значи-

тельно уменьшает уровень тока, соответствующий второй гармонике. Следует обратить внимание на то, что антенна и линия питания изолированы от земли и поэтому в них могут накапливаться электростатические заряды. Нужно также иметь в виду, что в случае асимметрии в антенне заземление середины катушек и конденсаторов препятствуют прохождению токов асимметрии в передатчик.

Универсальные системы согласования передатчика с линией питания. В большинстве случаев антенна может одновременно работать в нескольких радиолюбительских диапазонах, в которых она имеет различные параметры. Поэтому, в принципе, требуется столько же специальных переходных систем. Однако, допуская некоторое снижение КПД, можно обойтись одной универсальной переходной системой (рис. 3.29).

Эта система позволяет осуществить согласование в каждом из пяти поддиапазонов КВ выхода передатчика (с сопротивлением от 50 до 75 Ом) с питающей линией антенны, симметричной или несимметричной (с входным сопротивлением от 10 Ом до 4000 Ом). В промышленном исполнении данная система снабжена измерителем $K_{\text{ст}\,U}$ и размещена в коробке, имеющей размеры 7,5×25×35 см.

На рис. 3.29*а* приведена электрическая схема универсальной системы согласования. С передатчика, имеющего коаксиальный выход с волновым сопротивлением 50 или 70 Ом, сигнал поступает на коаксиальный вход системы согласования. На входе системы установлено устройство, измеряющее амплитуды падающей и отраженной волн. Далее сигнал поступает на контур L_1C_1, который имеет индуктивную связь с антенным контуром. Настройка контура L_1C_1 в резонанс осуществляется изменением емкости C_1.

Благодаря индуктивной взаимосвязи катушек L_1 и L_2 возбуждается антенный контур $L_2(C_2+C_3)$. Настройка в резонанс антенного контура осуществляется изменением емкости C_2+C_3. Антенный контур может быть нагружен или на несимметричный выход Z_2, или на симметричный выход Z_3. Согласование сопротивлений достигается изменением соотношений емкостей конденсаторов C_2 и C_3, так как эти конденсаторы имеют независимую перестройку.

При крайних положениях конденсаторов получаем схемы, приведенные на рис. 3.2*г* и *д*. В этой системе используются спаренные конденсаторы C_2, имеющие раздельные статорные и роторные пластины, а также спаренные конденсаторы C_3, у которых роторные пластины заземлены.

Для обеспечения работы в пяти поддиапазонах в системе используется счетверенный переключатель на пять фиксированных положений. Катушка выполняется из двух полукатушек, каждая из которых содержит четыре витка. В диапазонах 80 и 40 м обе половины катушки соединяются последовательно и, таким образом, получается восемь витков. В остальных диапазонах (20; 15 и 10 м) обе полукатушки подключаются параллельно, что приводит к хорошему согласованию с нагрузкой сопротивлением 50...70 Ом. Отводы обеих полукатушек подсоединены к переключателю, что обеспечивает симметричную коммутацию нужного числа витков катушки L_2 в зависимости от работы в том или ином поддиапазоне. Полная электрическая схема универсальной системы согласования приведена на рис. 3.29*б*.

Полукатушки L_{2A} и L_{2B} намотаны на общем каркасе. Между ними расположены две полукатушки L_{1A} и L_{1B}. Схема выполнения обмоток катушек L_{2A}, L_{1A}, L_{1B} и L_{2B} показана на рис. 3.29*в*. Вы-

воды от катушек L_1 и L_2 присоединены к соответствующим клеммам счетверенного переключателя Конденсаторы C_{3A} и C_{3B} спарены. Статоры и роторы конденсаторов C_{2A} и C_{2B} находятся под напряжением, и поэтому необходимо обеспечить их изоляцию как от общего корпуса устройства, так и между собой. Следует также принять меры по изоляции общей оси обоих конденсаторов.

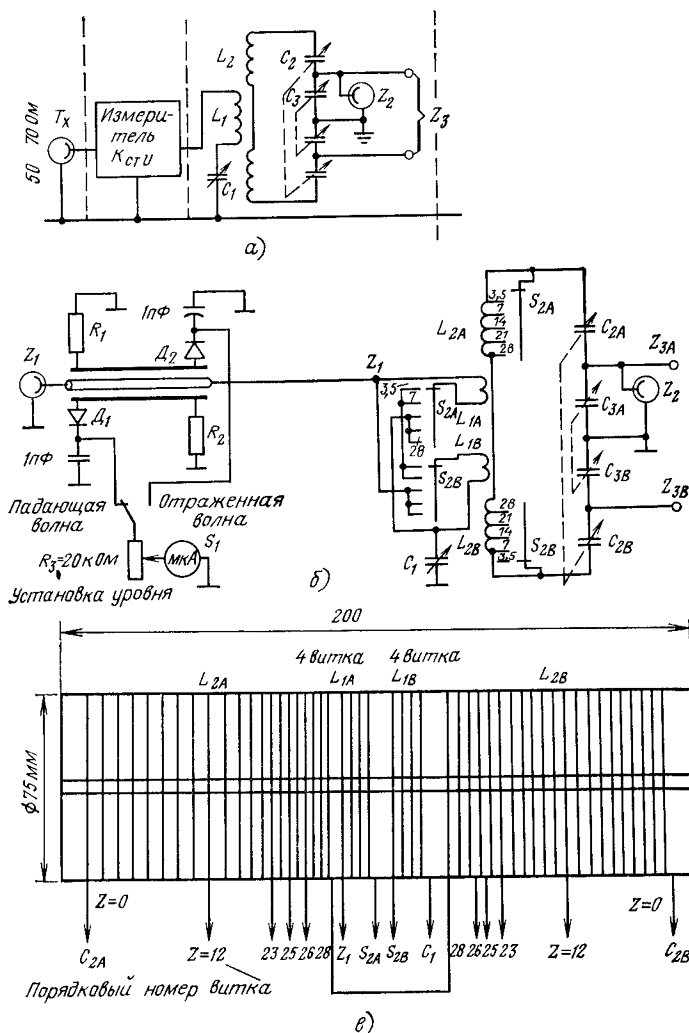


Рис 3 29 Универсальная переходная система:
а — основная электрическая схема, *б* — полная электрическая схема для работы в пяти поддиапазонах; *в* — способ выполнения обмоток индуктивностей L_{2A}, L_{1A}, L_{1B} и L_{2B}

Настройка системы в поддиапазонах осуществляется, как правило, по минимальному значению коэффициента стоячей волны, для чего и проводят измерения уровней падающей и отраженной волн.

Другая схема универсальной системы согласования, обладающая худшими параметрами и обеспечивающая согласование только с несимметричной линией питания, рассматривается в § 5.2.

Глава 4

РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

Глава 4

РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

4.1. Вводные замечания

В общем энергетическом балансе радиолинии выигрыш энергетического потенциала обеспечивается выходной мощностью передатчика, коэффициентом усиления обеих антенн и чувствительностью приемника, а снижение энергетического потенциала обусловлено затуханием при распространении радиоволн в свободном пространстве (затухание трассы), потерями в линиях питания обеих антенн и тепловыми шумами окружающей среды, принятыми антенной приемной станции

Зная закономерности распространения радиоволн, легче приспособиться к существующим условиям распространения путем выбора соответствующей рабочей частоты, вида антенны, а также ее ориентации в пространстве. Различные способы распространения радиоволн широко освещены в литературы, например в [1, 31]. Поэтому в этой главе в основном изложены вопросы распространения, связанные с современными методами работы радиолюбителей.

4.2. Способы распространения радиоволн

На рис. 4 1 схематически представлены различные способы распространения радиоволн, используемые в практике радиолюбительской связи, обозначенные буквами от *а* до *н*.

Радиоволны, распространяющиеся вблизи поверхности земли, называются приземными и делятся на поверхностные (*г*) и пространственные (*а*) волны. Поверхностная волна *г*, возбужденная передающей антенной, в основном сконцентрирована вблизи поверхности земли и распространяется вдоль нее, подвергаясь в диапазоне КВ значительному затуханию. Пространственная волна *а* имеет значение в основном для диапазона УКВ, когда обе антенны (передающая и приемная) подняты высоко над землей. В свою очередь, пространственная волна, как правило, состоит из двух волн· прямой и отраженной от поверхности земли. В случае, когда обе антенны расположены на очень небольшой высоте над землей, обе составляющие пространственной волны имеют одинаковые амплитуды, но противоположные фазы, что приводит к их взаимной компенсации. В данной ситуации приземная волна имеет только одну составляющую, а именно — поверхностную волну.

Если на пути распространения пространственной волны находится препятствие (*л*), то волна огибает его (явление дифракции), но при этом амплитуда волны сильно ослабляется, причем тем сильнее, чем больше угол между прямой и дифракционной волнами.

В диапазоне УКВ большое значение имеет способ распространения, обусловленный рассеянием в тропосфере *(б)*. Этот эффект вызван неоднородной структурой тропосферы (представляющей собой приземный слой атмосферы высотой в несколько километров), точнее — неоднородностью диэлектрической проницаемости этой среды Вследствие этого возникает рефракция (преломление линии распространения) волны

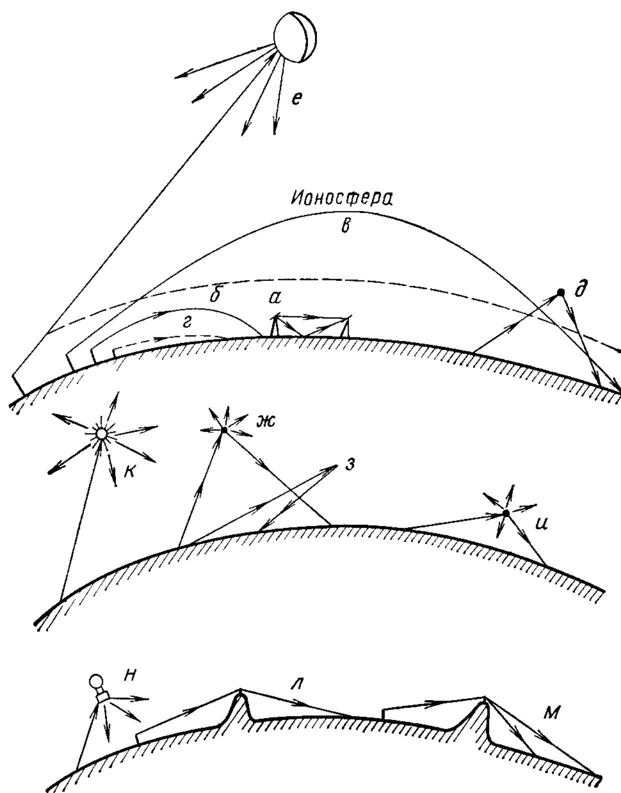


Рис 4 1 Различные способы распространения радиоволн, используемые в практике радиолюбительской связи

В диапазоне КВ подобное явление возникает при прохождении радиоволны в ионосфере *(в)*. Ионосферная волна может достигать приемника или при однофазовом отражении от ионосферы или при многократном отражении от ионосферы — земли — ионосферы и т. д. Условия распространения, близкие к условиям распространения волны в свободном пространстве, встречаются на радиолиниях, где сигналы передаются с помощью отражения от ио-диолиниях, где сигналы передаются с помощью отражения от искусственных (*к*) и естественных (Луна) спутников Земли, с помощью отражения от метеорных следов (*д*) и с помощью ретранс-

душном шаре и т. д. Следует помнить, что на этих радиолиниях часть пути волна проходит через тропосферу.

Особые условия распространения радиоволны наблюдаются в области северного сияния *(з)*, при неоднородностях ионосферы *(ж)*, при тропосферном рассеянии *(и)*.

4.3. Основные закономерности распространения радиоволн

Распространение в свободном пространстве. Рассмотрим распространение радиоволн в свободном пространстве, т. е. в однородной изотропной среде, не вносящей затухания. Естественно, что эти условия распространения — чисто теоретически, но к ним достаточно близки условия распространения радиоволн в космическом пространстве и приземной пространственной волны.

Напряженность поля в точке приема при распространении в свободном пространстве была определена в § 2.1, а именно для антенны изотропной — формулой (2.27), а для антенны с коэффициентом направленного действия D — формулой (2.30).

На практике для определения амплитуды напряженности поля E чаще пользуются следующим выражением:

$$E = 245\sqrt{P_1 G_и}/r = 245\sqrt{P_д}/r, \tag{4.1а}$$

где E — напряженность электрического поля, мВ/м; r — расстояние, км; P_1 — мощность, излучаемая антенной, кВт; $G_и$ — коэффициент усиления антенны (по сравнению с изотропным излучателем).

Произведение $P_1 G_и = P_д$ принято называть эффективной мощностью излучения (рис. 4.2).

Обозначим через P_2 мощность, принятую приемной антенной. Если эффективную площадь раскрыва приемной антенны обозначить (как и раньше) через $A_{эфф}$, то мощность

$$P_2 = G_1 P_1 A_{эфф}/4\pi r^2 = G_1 G_2 \lambda^2 P_1/(4\pi r)^2. \tag{4.2а}$$

Реально из-за потерь в окружающей среде мощность, принятая приемной антенной, меньше значения P_2, рассчитанного по формуле (4.2а). Мерой дополнительного ослабления является коэффициент затухания $W = \alpha r$, где α — удельные потери, r — расстояние. С учетом этого фактора амплитуда напряженности поля

$$E = \frac{245\sqrt{P_1 G_1}}{r} W = \frac{245\sqrt{P_д}}{r} W, \tag{4.1б}$$

а мощность, принимаемая приемной антенной,

$$P_2 = \frac{G_1 G_2 \lambda^2 P_1}{(4\pi r)^2} W^2. \tag{4.2б}$$

Очень удобно (и на практике обычно так и поступают) рассчитывать уровень мощности, принятой приемной антенной, используя децибельную меру. В этом случае формула (4.2б) принимает вид

$$P_{2_{дБ}} = P_1 + 20\lg(\lambda/4\pi r) + G_{1_{дБ}} + G_{2_{дБ}} + W_{дБ}. \tag{4.3}$$

Коэффициент ослабления γ при распространении волны в свободном пространстве определяется как отношение мощности P_1, из-

лученной передающей антенной, к мощности P_2, принятой приемной антенной (при изотропных передающей и приемной антеннах):

$$\gamma = P_1/P_2 = (4\pi r/\lambda)^2, \tag{4.4}$$

или в децибелах

$$\gamma_{\text{дБ}} = 32{,}6 + 20\lg r + \quad f, \tag{4.5}$$

где r — расстояние между антеннами, км; f — частота излучения, МГц.

На рис. 4.3 приведены номограммы, облегчающие расчет коэффициента ослабления γ. Например, для $f=144$ МГц и $r=100$ км находим на номограмме, что $\gamma=115$ дБ.

Знание коэффициента ослабления необходимо для расчета трасс радиолиний связи (см. § 4.4).

Принцип Гюйгенса и зоны Френеля. Одним из основных постулатов, справедливых для теории распространения радиоволн, является принцип Гюйгенса, согласно которому каждый участок фронта излученной волны служит источником вторичной, переизлученной волны. Проиллюстрируем этот принцип для простейшей ситуации (рис. 4.4). Напряженность поля в точке наблюдения O определяется суммой полей всех вторичных переизлученных волн, достигающих этой точки. Волна, возбуждаемая в точке N, достигает точки O, отстоящей от источника на расстояние 9λ (для данного частного случая). Одновременно две точки A и B, отстоящие от точки N на расстояние 3λ, переизлучают вторичные волны. Эти вторичные волны в рассматриваемом случае распространяются по направлениям AO и BO, причем расстояние AO равно 7λ, а расстояние BO — $7{,}5\lambda$.

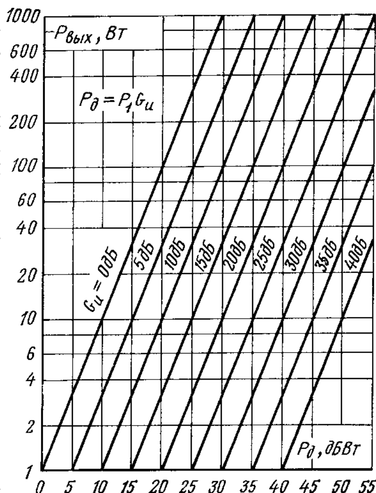


Рис. 4.2 Зависимость действующей мощности излучения $P_д$ от коэффициента усиления антенны G_u и мощности передатчика $P_{вых}$

Результирующее поле в точке O можно считать равным сумме полей трех волн: волны ON, волны NAO и волны NBO. Отметим, что волна NAO находится в фазе с волной ON, в то время как волна NBO находится в противофазе с этими волнами. В результате можно считать, что волны NAO и NBO взаимно компенсируют друг друга и, следовательно, поле в точке O определяется только волной NO. Само собой разумеется, что в точке O действуют не три волны, а основная волна NO и бесконечно большое количество волн, приходящих слева и справа от линии NO. Можно аналогичным образом показать, что эти волны взаимно компенсируют друг друга и поле в точке наблюдения вновь определяется только прямой волной NO. Все сказанное справедливо для распространения волны в однородном бесконечном пространстве. Если пространство,

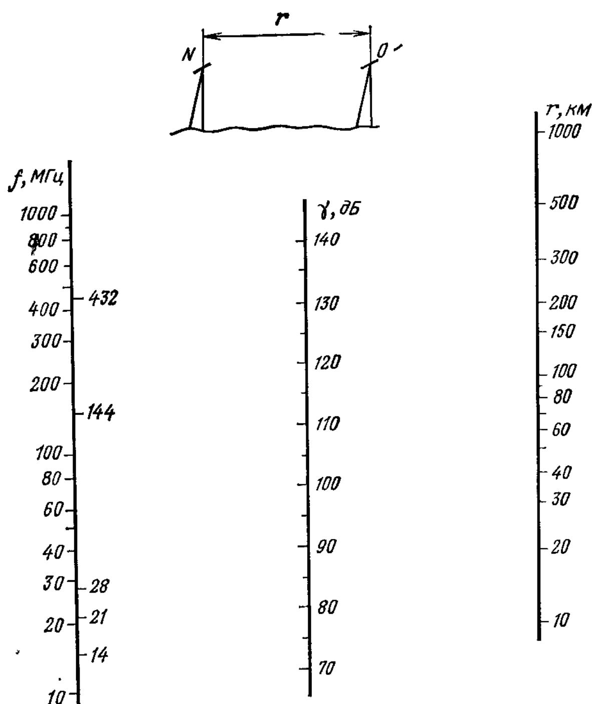


Рис. 4.3. Номограмма для расчета коэффициента затухания в свободном пространстве

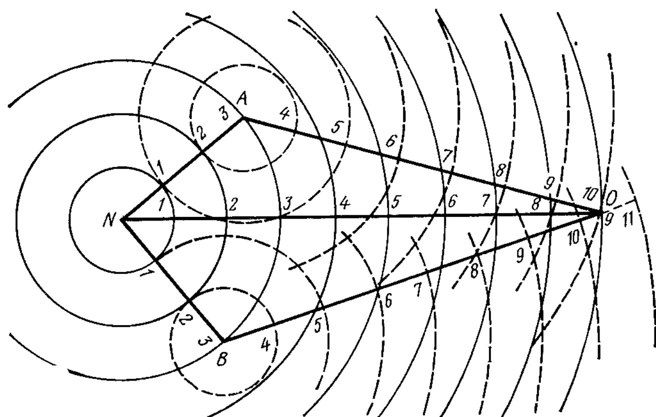


Рис. 4.4. К пояснению принципа Гюйгенса: каждая точка волны является источником вторичной сферической волны; напряженность в точке O определяется результатом взаимодействия всех вторичных волн, пришедших в эту точку

в котором распространяется волна, ограничено (например, имеется какое-либо препятствие), то взаимной компенсации полей вторичных переизлученных волн не происходит и поле в точке наблюдения определяется как прямой волной *NO*, так и переотраженной волной Эта ситуация часто возникает на практике (дифракция и интерференция радиоволн) и может быть математически описана с помощью принципа Гюйгенса

Соотношения (4.1)—(4.5) справедливы для расчета полей только в однородном пространстве, т. е для ситуации, когда на пути распространения радиоволн отсутствуют препятствия. Надо отметить, что препятствия по-разному влияют на уровень поля в месте приема Вновь вернемся к схеме, изображенной на рис. 4.4. Мы уже отмечали, что волна *NBO* находится в противофазе с волнами *NAO* и *NA*. Поэтому если каким-либо методом исключить эту волну, то в месте приема поле будет определяться суммой полей синфазных волн *NAO* и *NO* и, следовательно, уровень поля в точке *O* удвоится. Можно, получить и обратный эффект, т. е. резко уменьшить уровень поля в точке *O* (в принципе, до нулевого уровня), если устранить вторичную волну *NAO*. Тогда в точке *O* поле будет определяться суммой двух противофазных волн: *NO* и *NBO*.

Описанное явление можно объяснить с помощью так называемых *зон Френеля*, известных из литературы [1, 31].

Наибольшая энергия поступает от передающей к приемной антенне в случае, если первая зона Френеля свободна от посторонних предметов На практике это требование часто приводит к необходимости подъема обеих антенн на некоторую высоту h над поверхностью земли, чтобы поверхность земли не попадала в первую зону Френеля. Это требование может быть реализовано в диапазоне УКВ, тогда как для радиоволн диапазона КВ оно практически выполнимо. Графики, приведенные на рис. 4.5, позволяют определить необходимые высóты h подъема антенн, при которых граница первой зоны Френеля касается поверхности земли.

Распространение радиоволн над плоской поверхностью земли. Реальная поверхность земли, как это хорошо знает читатель, имеет неровный рельеф Тем не менее рассмотрение вопроса о распространении радиоволн над плоской поверхностью земли, несмотря на очевидную идеализацию реальной задачи, весьма полезно, так как позволяет выявить некоторые общие зако-

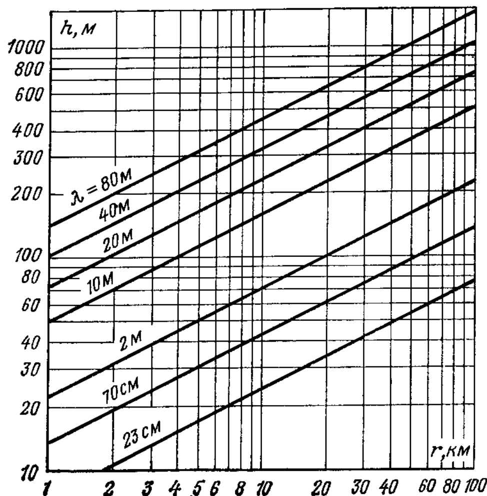


Рис 4 5 Зависимость ширины первой зоны Френеля от расстояния r для различных частотных диапазонов

померности, в достаточной мере справедливые и для реальной поверхности земли. В частности, такое рассмотрение крайне удобио для расчета радиолиний диапазона УКВ протяженностью до нескольких десятков километров, когда одна из антенн размещена на значительной высоте.

Отличительной особенностью этой ситуации является наличие двух волн, прямой и отраженной, достигающих приемной антенны (рис. 4.6*а*). В случае, когда расстояние между антеннами r значительно превышает как h_1, так и h_2, можно считать, что амплитуды волн *1* и *2* примерно одинаковы. Отраженная волна *2* претерпевает некоторое ослабление (см. § 2.1). Однако в идеализированном случае, т. е. при отражении без потерь ($\rho=-1$), амплитуды отраженной $E_{отр}$ и прямой $E_{пр}$ равны: $E_{отр}=E_{пр}=E_1$. В точке наб-

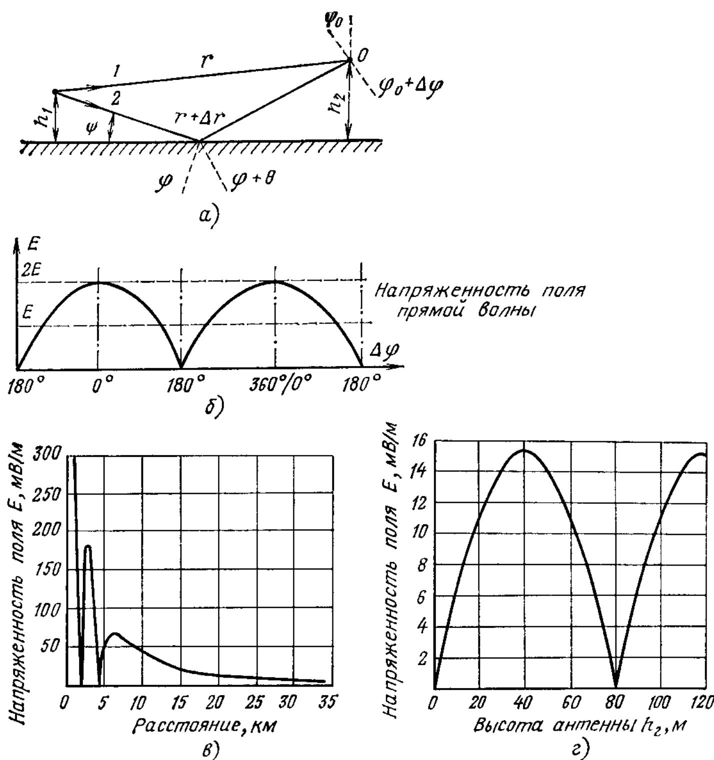


Рис 4.6. Интерференция прямой и отраженной волн:
а — в точку наблюдения *О* приходят две волны: прямая волна *1* и отраженная волна *2*; *б* — изменение результирующей напряженности электрического поля E в зависимости от фазового сдвига $\Delta\varphi$ между прямой и отраженной волнами (отражающая поверхность не имеет потерь); *в* — изменение напряженности поля E в зависимости от расстояния между антеннами ($h_1=300$ Ом и $h_2=10$ м, $f=200$ МГц, $P=1$ кВт); *г* — изменение напряженности поля E в зависимости от высоты h_2 приемной антенны (высота передающей антенны $h_1=300$ м, $r=32$ км, $P=1$ кВт)

людения напряженность электрического поля, являющаяся суммой напряженности полей обеих волн, будет изменяться в пределах от 0 до $2E$ в зависимости от фазы отраженной волны (рис. 4.6*б*). На рис. 4.6*в* и *г* приведены соответственно графики [1] изменения напряженности поля в месте расположения приемной антенны при изменении расстояния между антеннами и фиксированных высотах подвеса антенн, а также при изменении высоты подвеса приемной антенны и фиксированных высоте передающей антенны и расстоянии между антеннами. В первом случае (см. рис. 4.6*в*) передающая антенна расположена на высоте $h_1=100$ м, а приемная — на высоте $h_2=10$ м. Длина волны $\lambda=1{,}5$ м, а мощность излучения $P_д=1$ кВт. Первая зона, соответствующая интерференционному нулю прямой и отраженной волн, находится на расстоянии 2 км, а вторая зона — на расстоянии 4 км. Экспериментально подтверждено, что если на пути распространения или прямой, или отраженной волн разместить препятствие (при эксперименте, естественно, препятствие размещается на пути отраженной волны), то характер напряженности поля резко изменится: уровень напряженности поля будет примерно вдвое ниже, но зато исчезнут нулевые интерференционные зоны.

Сходиую ситуацию, также хорошо знакомую радиолюбителям, иллюстрирует рис. 4.6*г*. Передающая антенна, излучающая мощность $P_д=1$ кВт, расположена на высоте $h_1=300$ м. Длина волны $\lambda=1{,}5$ м. Расстояние до приемной антенны $r=32$ км. При подъеме приемной антенны на высоту $h_2=40$ м наблюдается заметное увеличение уровня принимаемого сигнала. При подъеме свыше 40 м уровень сигнала падает и достигает нуля при $h_2=80$ м. Дальнейшее увеличение высоты подвеса приемной антенны вновь приводит к росту уровня сигнала, который достигает второго максимума при высоте $h_2=120$ м. Уровни сигналов для высот подвеса антенн $h_2=40$ м и $h_2=120$ м примерно равны.

В литературе приводится формула

$$r = 0{,}018\, h_1 h_2/\lambda, \tag{4.6}$$

где r задано в километрах, а λ, h_1 и h_2 — в метрах. Оно позволяет определить параметры трассы r, h_1 и h_2, при которых не возникает интерференционный нуль, приводящий к значительному падению уровня принимаемого сигнала.

Отметим, во-первых, что на графиках, подобных графикам рис. 4.6, число интерференционных нулей равно отношению меньшей высоты подвеса антенны к длине волны, т. е. отношению h_1/λ или h_2/λ. Во-вторых, средний уровень сигнала уменьшается обратно пропорционально расстоянию между антеннами.

В обычных практических ситуациях расстояние r значительно превышает как h_1, так и h_2. В случае, когда $r \gg 2\pi h_1 h_2/\lambda$, для расчета напряженности поля в точке приема можно воспользоваться формулой Введенского

$$E = 2{,}18\sqrt{P_д}\, h_1 h_2/r^2 \lambda, \tag{4.7}$$

где $P_д$ задано в киловаттах; λ, h_1 и h_2 — в метрах; r — в километрах; E — в милливольтах на метр.

Из этой формулы следует, что напряженность поля E уменьшается как квадрат расстояния r.

Антенна, расположенная низко над землей, кроме прямой и отраженной волн создает также поверхностную волну. Эта волна

распространяется вдоль поверхности земли и имеет наклонный фронт. Поле диполя, расположенного непосредственно над землей, уменьшается пропорционально квадрату расстояния. При распространении поверхностной волны над местностью с неоднородным рельефом наблюдаются скачки напряженности поля, обусловленные этими неоднородностями, а также изменяется направление распространения волны (рис. 4.7).

Более полную информацию по этим вопросам можно найти в [1 и 4]. В этих источниках приводятся зависимости, которые свидетельствуют о том, что если приемная антенна расположена над средой с проводимостью σ_2, большей, чем проводимость σ_1 среды в области расположения передающей антенны, то уровень напряженности поля значительно больше, чем в случае, когда проводимость среды распространения однородна вдоль всей трассы. Такая ситуация достаточно часто встречается на практике, например при переходе от суши к морю.

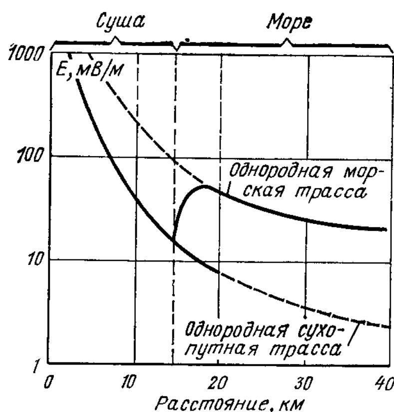


Рис. 4.7. Изменение напряженности поля при распространении радиоволны на смешанной трассе ($\lambda=249$ м, $P_д=50$ кВт)

Распространение радиоволн над реальной поверхностью земли. Явление дифракции. Выше для упрощения анализа рассматривался процесс распространения волны над плоской поверхностью земли. Реальная поверхность земли естественно, не плоская, а сферическая и имеет местные (локальные) неоднородности рельефа. Поэтому процесс распространения радиоволн значительно сложнее, что, например, иллюстрируется схемой трассы, приведенной на рис. 4.8, где между приемной и передающей антенной имеется сложный рельеф.

В результате многократных, например четырех, отражений в некотором месте может значительно увеличиться напряженность поля, например (см. рис. 4.8) до $4E$, и могут появиться многочисленные минимумы, поле в которых, однако, не уменьшается до ну-

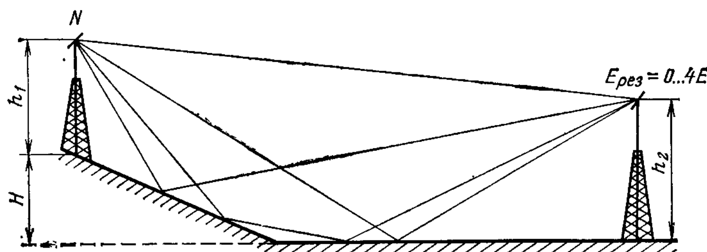


Рис 4.8. Многократное отражение на трассе со сложным профилем

ля. Положение минимумов и максимумов зависит от длины волны. Авторы неоднократно убеждались, что у подножья гор изменение рабочей частоты на 100 кГц в диапазоие длин волн 2 м было достаточным, чтобы получить увеличение напряженности поля на 10 дБ, либо привести к почти полиому его исчезновению.

Поверхность местности, даже равнинной, покрыта застройками или лесом, которые также вносят значительное затухание по сравнению со свободным пространством. В диапазоне 2 м лиственный лес вносит затухание порядка 6 дБ/100 м, а в диапазоне 70 м даже порядка 10 дБ/100 м

Водное пространство (морское) с волнами на поверхности в диапазоне КВ по своим свойствам не сильно отличается от спокойного моря. В диапазоне УКВ, в особенности когда высота волны сравнима с длиной волны, появляются сильные помехи, влияющие на условия распространения. Для сухопутных трасс влияние препятствий с заданной высотой в очень сильной мере зависит от длины волны λ. Процесс отражения волны, падающей под углом ψ на препятствие, схематически представлен на рис. 4.9. Отраженная волна содержит две составляющие, фазовый сдвиг между которыми равен Δφ. Этот сдвиг тем больше, чем больше размер шероховатости. Отметим, что граница перехода от зеркальной поверхности к шероховатой не является резко выраженной. Можно принять (аналогичное допущение делается и в оптике), что поверхность является гладкой, когда выполняется условие $\Delta\varphi \leqslant \pi/4$. Это условие носит название *критерия Рэлея*. Из этого критерия следует, что допустимая высота препятствия, при котором поверхность можно считать гладкой, определяется исходя из неравенства

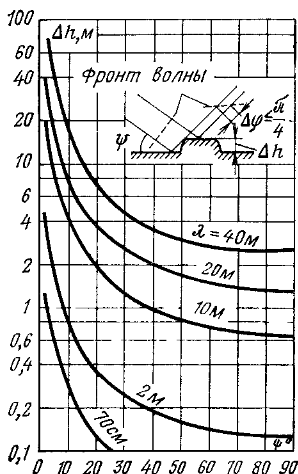


Рис. 4.9. Допустимый уровень неравномерности отражающей поверхности при различных углах падения в различных частотных диапазонах

$$\Delta h < \lambda/16 \sin\psi_0. \tag{4.8}$$

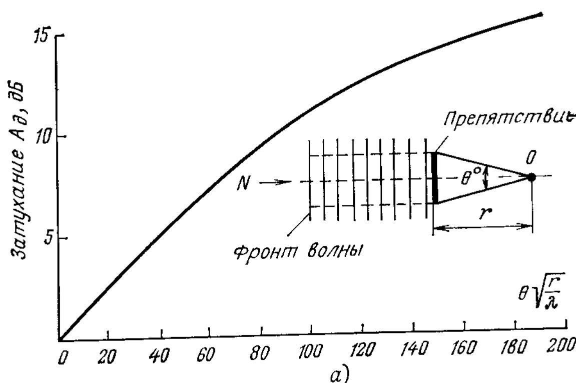
Для расчета Δh можно пользоваться графиками, приведенными на рис. 4.9.

За препятствием существуют, как и в оптике, области тени и полутени. Наличие поля в этих областях обусловлено *явлением дифракции*. Это явление можно объяснить, используя принцип Гюйгенса. Согласно этому принципу каждая точка фронта волны над препятствием, включая и сам край, является источником новой, вторичной сферической волны, которая распространяется за препятствием. Напряженность поля дифракционной волны сильно уменьшается при отклонении от направления распространения первичной волны.

Затухание, обусловленное наличием узкого препятствия, можно определить, пользуясь графиками, представленными на рис. 4.10*а*. В случае узкого клина, выступающего над поверхностью земли, затухание можно определить, используя номограмму, приведенную

на рис. 4.10б. Указанная проблема достаточно широко рассматривается в литературе [1, 31].

Явление дифракции радиоволн приобретает особое значение при рассмотрении условий распространения в горах, когда этот феномен является зачастую единственным способом установления



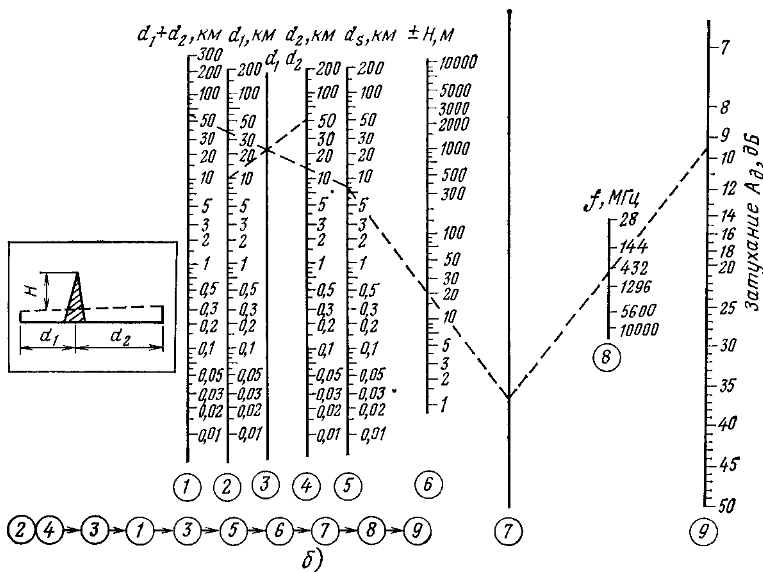


Рис 4 10 Дополнительное затухание при дифракции радиоволн
а — затухание на узком препятствии, *б* — номограмма для расчета затухания при дифракции на остром клине, $d_S=d_1d_2/(d_1+d_2)$; $d_1<d_2$, $d_S\approx d_1$

радиосвязи. Исследования в этой области подтвердили возможность установления радиосвязи с использованием явления дифракции радиоволны на вершине горы, препятствующей прямому распространению радиоволны на трассе. Затухание в данном случае зависит

от угла дифракции θ, частоты, высоты препятствия (горы), и его профиля. Острая вершина вносит меньшее затухание, чем пологая. Этот эффект иллюстрируется графиками на рис 4 11.

Для трассы протяженностью 140 км, на которой расположено препятствие высотой 940 м, радиоволна после дифракции на вершине препятствия достигает точки наблюдения *О*. Дополнительное затухание на этой трассе можно рассчитать, пользуясь формулами, представленными в [24]. Дополнительное затухание зависит от профиля препятствия и от угла дифракции. Для острой вершины (профиль I на рис. 4.11*в*), когда имеются два краевых излома, отстоящих на расстояние 7,5 м, дополнительное затухание *А* для частоты 144 МГц равно —24 дБ.

Для более широкой вершины, когда волна подвергается многократной дифракции (профиль II на рис. 4.11*в*), дополнительное затухание представляет собой сумму затуханий на всех отрезках и на частоте 144 МГц $A=-40$ дБ. Отметим, что для этого препятствия на частоте 432 МГц дополнительное затухание составляет —48 дБ.

Результирующее затухание на трассе является суммой затухания при распространении в свободном пространстве и затухания из-за дифракции. Результирующее затухание для волны длиной 2 м равно —118 дБ, а для волны длиной 70 см $A=-128$ дБ.

Дополнительное затухание можно определить, пользуясь номограммами рис. 4.10*б*. Еще раз подчеркнем, что для расчета результирующего затухания для трассы необходимо учитывать затухание на всех участках трассы.

При практическом расчете затухания пользуются различными вариантами построения профиля трассы, отличающимися друг от друга масштабами высот и дальности (см, например, рис. 4.11*а—в*). При построении профиля трассы большой протяженности необходимо учесть кривизну поверхности земли. При проектировании трасс с закрытием более выгодным оказываются острые препятствия, чем гладкие. Чтобы увеличить уровень сигнала на таких трассах, часто на вершине естественного препятствия устанавливают пассивный ретранслятор в виде металлической сетки. Длина ретранслятора составляет обычно несколько десятков метров, а высота определяется профилем трассы и высотами расположения передающей и приемной антенн. Более подробную информацию о пассивных ретрансляторах типа препятствия можно найти в литературе [24, 25].

Ранее при рассмотрении условий распространения радиоволн мы практически не учитывали кривизну поверхности земли. Поэтому некоторые приведенные результаты следует применять с известной степенью осторожности. Так, в частности, формула Введенского (4.7) справедлива только при небольших расстояниях между антеннами ($r<0{,}7r_0$). Расстояние r_0 представляет собой границу прямой видимости между двумя антеннами, расположенными на высотах h_N и h_0 (рис. 4.12*а*). Формула для расчета выглядит следующим образом:

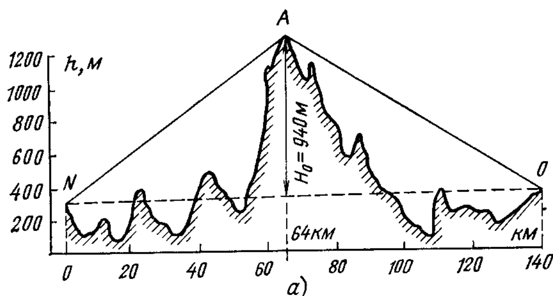
$$r_0=3{,}57\left(\sqrt{h_N}+\sqrt{h_0}\right), \qquad (4.9)$$

где h_N и h_0 заданы в метрах, а r_0 — в километрах. На рис. 4.12*б* приведен график, позволяющий определить r_0 по заданной величине h (или наоборот, определить необходимые высоты подвеса антенн h при заданном r_p).

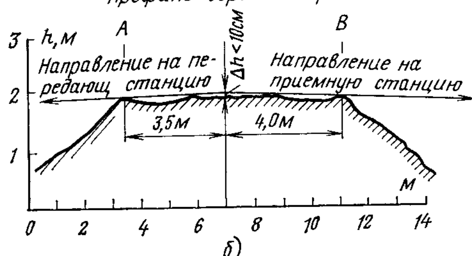
Отметим, что в зоне, радиусом $0,7r_0$, результирующее поле имеет интерференционный характер, обусловленный сложением прямой и отраженной волн. На расстояниях, превышающих указанную границу, поле имеет дифракционный характер и определяется многими факторами, в том числе проводимостью земли, частотой электромагнитного колебания и пр.

Как правило, для морских трасс уменьшение напряженности поля с ростом длины трассы проявляется слабее, чем для сухопутных трасс.

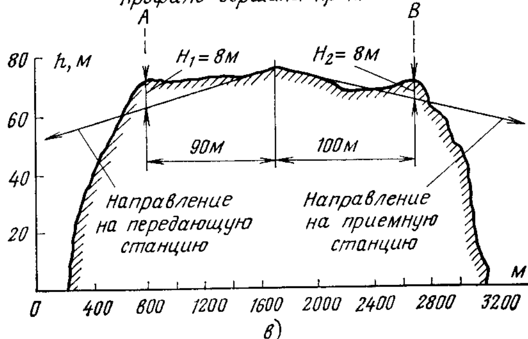
Дополнительное затухание $A_к$, обусловленное кривизной поверхности земли, больше для волн более высокой частоты. На рис. 4.13 приведены графики зависимости $A_к$ от длины трассы, которые соответствуют двум типам и нескольким частотным диапазонам.



а)



б)



в)

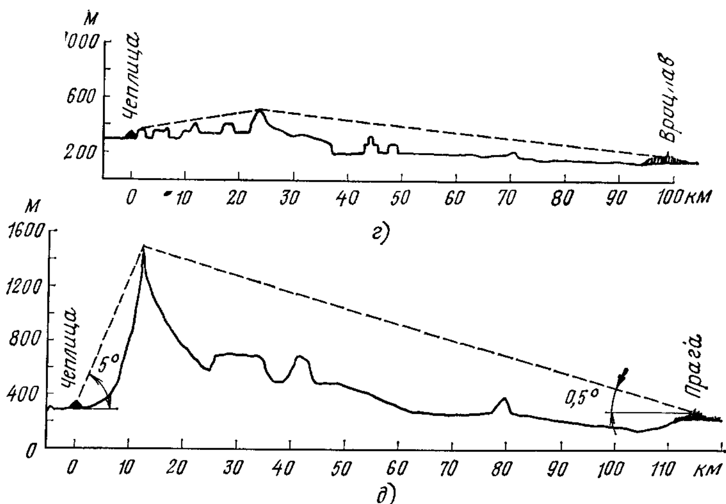


Рис 4 11 Примеры профилей трасс.
а—в — профили различных трасс; *г* — профиль трассы Чеплица—Вроцлав; *д* — профиль трассы Чеплица — Прага

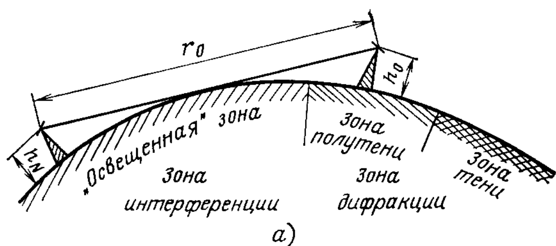
На этом же рисунке приведены графики расчетных значений напряженности поля в зависимости от протяженности трассы при работе на ней передающей антенны с действующей мощностью излучения $P_д = 1$ кВт.

Рассеяние волн в тропосфере. Многочисленные прямые исследования и косвенные эксперименты свидетельствуют о хаотическом турбулентном перемещении в тропосфере воздушных потоков. Эти перемещения обусловлены локальным изменением температуры, влажности и давления, что эквивалентно локальному изменению коэффициента преломления. Поэтому с физической точки зрения тропосфера представляет собой среду с неоднородным значением коэффициента преломления.

Радиоволна, проходя через неоднородности тропосферы, подвергается частичному рассеянию. Хорошим аналогом этого явления служит «световой столб» прожектора. Поток света прожектора, направленный в небо, благодаря рассеянию на мелких неоднородностях атмосферы виден с очень больших расстояний. Подобное явление можно наблюдать ночью над городом, когда городское освещение, преломляясь и рассеиваясь на мелких частицах пыли, создает над городом зарево.

Основной причиной, обусловливающей эффект рассеяния в тропосфере, является наличие диэлектрических неоднородностей, размеры которых превышают длину волны электромагнитного колебания. Поэтому эффект тропосферного рассеяния более интенсивен в диапазоне УКВ, чем в диапазоне КВ.

На рис. 4 14*а* показана схема линии радиосвязи, использующая эффект тропосферного рассеяния. Передающая станция *N* излучает узкий пучок (ширина диаграммы направленности составляет угол α) электромагнитного излучения, направленный вдоль поверхности земли. В результате переизлучения этой волны неоднородностями



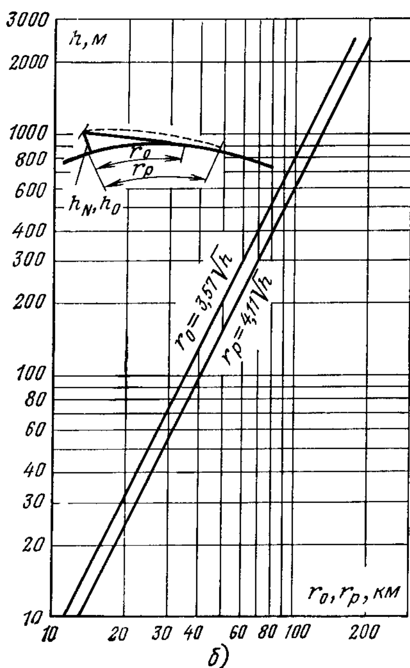


Рис. 4 12 Граница прямой радиовидимости между двумя станциями:
а — схема построения линии; *б* — графики для определения расстояний до оптического и радиогоризонтов

тропосферы образуется рассеянная волна, улавливаемая приемной антенной, размещенной в точке *O*. Эта антенна, как правило, также имеет большую направленность (ширина диаграммы направленности составляет угол α), также ориентированную по касательной к поверхности земли. Пересечение диаграмм направленности пере-

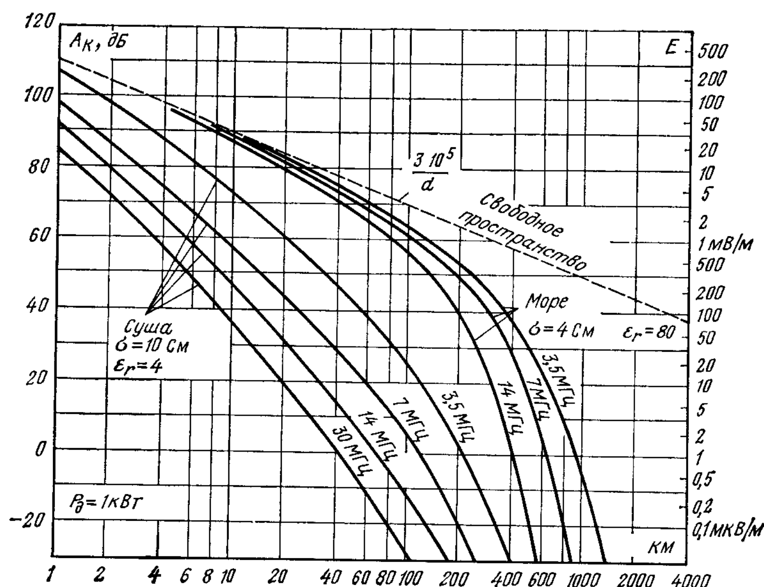
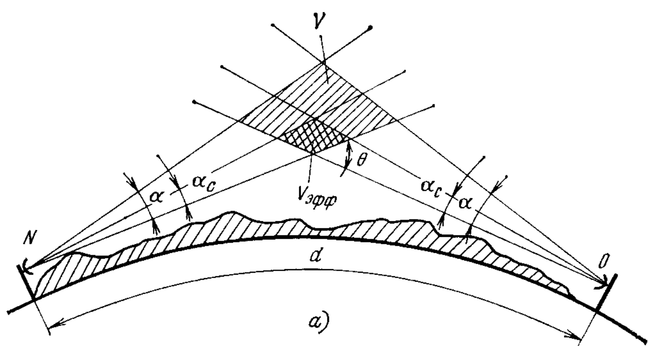


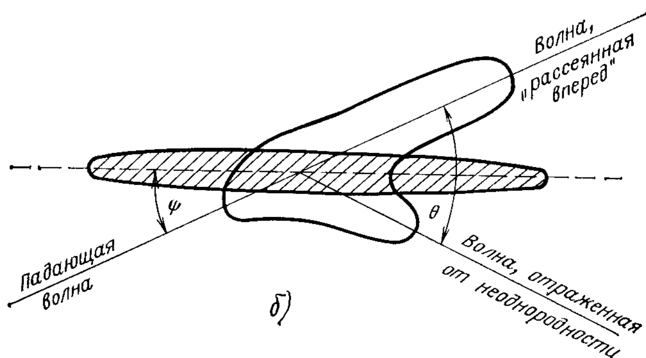
Рис. 4.13 Зависимость напряженности поля *E* дополнительного затухания $A_к$ от расстояния в различных частотных диапазонах для коротких вертикальных антенн, размещенных над поверхностью земли, $P_д$ = 1 кВт

дающей и приемной антенн образует в тропосфере объем *V*, обычно называемый тропосферным объемом переизлучения.

Результаты теоретического анализа и многочисленные экспериментальные данные свидетельствуют о том, что мощность рассеянной волны тем больше, чем меньше так называемый угол рассеяния θ (рис. 4.14*б*). Из некоторых теоретических работ следует, что напряженность электрического поля рассеянной волны зависит от угла рассеяния θ следующим образом: $E_0 \sim \theta^{-4}$. На практике в ряде случаев эта закономерность нашла хорошее подтверждение. Однако известно много других экспериментальных данных, в которых зарегистрирована другая функциональная зависимость напряженности поля рассеянной волны от угла рассеяния.

Как бы то ни было, любые экспериментальные и теоретические работы говорят о том, что с ростом угла рассеяния уровень напряженности рассеянного поля резко уменьшается. В этой связи становится ясно, что не все области объема *V* вносят равный вклад в рассеянное поле. Также достаточно очевидно, что наибольший





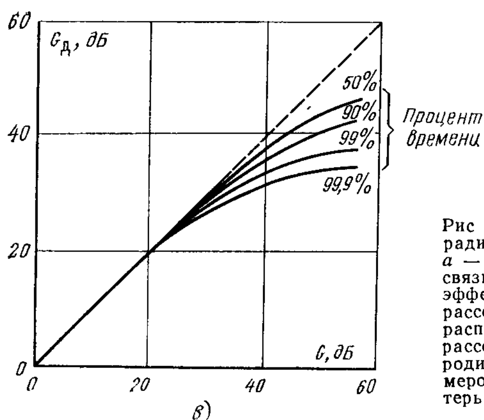


Рис 4 14. Тропосферные радиолинии:
а — схема линии радиосвязи, использующая эффект тропосферного рассеяния, *б* — угловое распределение мощности рассеянной на неоднородности больших размеров; *в* — графики потерь усиления антенны

вклад вносит та часть объема V, для которой характерны малые значения угла рассеяния θ. Эта область, получившая название эффективной части тропосферного объема, переизлучения $V_{эфф}$ располагается в нижней части объема V, как это показано на рис. 4.14,*а*.

Экспериментально было обнаружено, что уменьшение ширины диаграммы направленности антенны до некоторого угла α_c приводит к линейному росту мощности принимаемого сигнала, обусловленного рассеянной волной Если и далее уменьшать ширину диаграммы направленности антенны, то уже не будет наблюдаться линейный рост мощности принятого сигнала. Вначале мощность сигнала будет еще несколько возрастать, а начиная с некоторого угла α_0 практически остается неизменной. Это явление получило название *потерь усиления антенн*. Количественная оценка потерь усиления антенн приведена на рис. 4.14*в*.

На горизонтальной оси этого графика отложено значение коэффициента усиления антенны в свободном пространстве, а на вертикальной — реализуемое значение коэффициента усиления. Кривые, изображенные на рисунке, соответствуют различным процентам времени, в течение которого реальное значение коэффициента усиления не падает ниже уровня, указанного около каждой кривой. Отметим, что по данным, полученным для различных трасс, критический угол α_0 составляет один-два градуса и несколько отличается для горизонтальной и вертикальной плоскостей.

Наиболее устойчивая радиосвязь, основанная на эффекте тропосферного рассеяния, наблюдается в том случае, когда обе диаграммы направленности (и передающей, и приемной антенн) направлены вдоль линии, соединяющей станции-корреспонденты. Угловое отклонение в ориентации максимумов диаграмм направленности обоих антенн не должно превышать $\alpha/4$.

Использование этого вида радиосвязи требует применения антенн с высоким уровнем усиления, мощных передатчиков и чувствительных приемников. Эти требования, естественно, в сильной мере снижают практические возможности реализации радиолюбительской тропосферной радиосвязи. Однако следует отметить, что уже имеется опыт тропосферной радиолюбительской связи, осуществленной с территории Польши с заграничными радиолюбителями, который свидетельствует о том, что при помощи тропосферного рассеяния можно организовать достаточно устойчивую радиосвязь на сравнительно большие расстояния (свыше 500 км).

С целью информации читателя об уровнях затухания на трассах тропосферной радиосвязи на рис. 4.15 приведены графики изменения затухания, полученные для частоты $f=144$ МГц для двух антенн, расположенных на высоте 50 м. Из графиков видно, что для расстояний, превышающих границу прямой видимости ($r=60$ км), характер функции затухания резко изменяется. В этой области основным фактором, обусловливающим радиосвязь, является не дифракционная волна, огибающая поверхность земли, а волна рассеяния в тропосфере.

В заключение отметим, что качество связи зависит от многих факторов, в том числе и от времени года. Обычно в зимнее время года уровень сигнала на 10—15 дБ ниже уровня сигнала в летнее время. Необходимо также отметить, что резкого улучшения качества радиосвязи на тропосферных линиях можно достичь путем использования различных методов разнесенного приема.

Свойства ионосферы. В литературе [1, 31] приведены подробные сведения о свойствах ионосферы. Поэтому ниже ограничимся лишь весьма краткими сведениями, представляющими наибольший интерес для радиолюбителей.

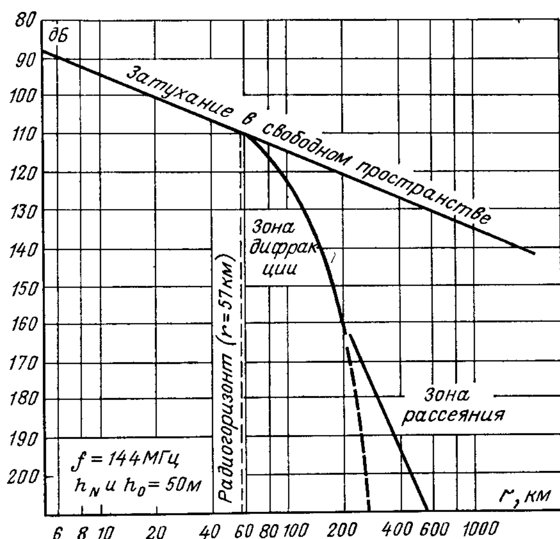


Рис. 4.15. Изменение уровня затухания вдоль трассы ($h_N = h_0 = 50$ м, $f = 144$ МГц)

Слой *D* — это самый нижний слой ионосферы, который расположен на высоте от 60 до 90 км, а его максимальная плотность соответствует высоте 75 км. Плотность свободных электронов в этом слое сравнительно небольшая: $(2—7)\cdot 10^8$ эл/м³. Слой обязан своим существованием ионизации окиси азота *NO* ультрафиолетовой компонентой светового излучения. Плотность электронов в этом слое максимальна в полдень, а после захода солнца резко падает. Считается, что слой *D* не может быть использован для переизлучения радиоволн.

Слой *E* и E_c. Слой *E* обладает значительной плотностью электронов, составляющей $(4\div10)\cdot 10^{10}$ эл/м³, и поэтому представляет собой хороший переотражатель для радиоволн диапазона КВ.

На высотах, соответствующих слою *E*, достаточно часто возникают спорадические локальные отражающие слои E_c. Причина их появления до сих пор не выяснена полностью. Спорадический слой E_c может возникнуть на высотах от 50 км до 150 км и часто перемещается с большой скоростью (до нескольких сотен километров в час) в западном направлении. Плотность электронов в спорадических слоях E_c очень высока, и хотя время их существования не превышает нескольких десятков минут, эти слои могут играть (и играют) важную роль в установлении радиолюбительских связей на верхних частотах КВ диапазона и в диапазоне УКВ.

До сих пор не доказана полная корреляция между солнечной активиостью и возникновением спорадических слоев E_c. Достаточно хорошо доказана другая закономерность, а именно вероятность возникновения слоев E_c зависит от времени года. Обработка результатов наблюдений, проведенных за семилетний период (1964—1970 гг.), показала, что наибольшая продолжительность радиосвязей за счет переотражения от слоев E_c приходится иа июнь и составляет около 44 тыс. минут, а минимальная продолжительность — иа декабрь (рис. 4.16*а*).

Эксперименты показали, что число возникновений спорадических слоев E_c в июне составляет около 220 и наблюдаются они в основном между 12 час и 24 час. В декабре число возникновеиий слоев E_c резко уменьшается (до 15), причем эти слои возникают в основном в вечерние часы (рис. 4.16*б*, *в*).

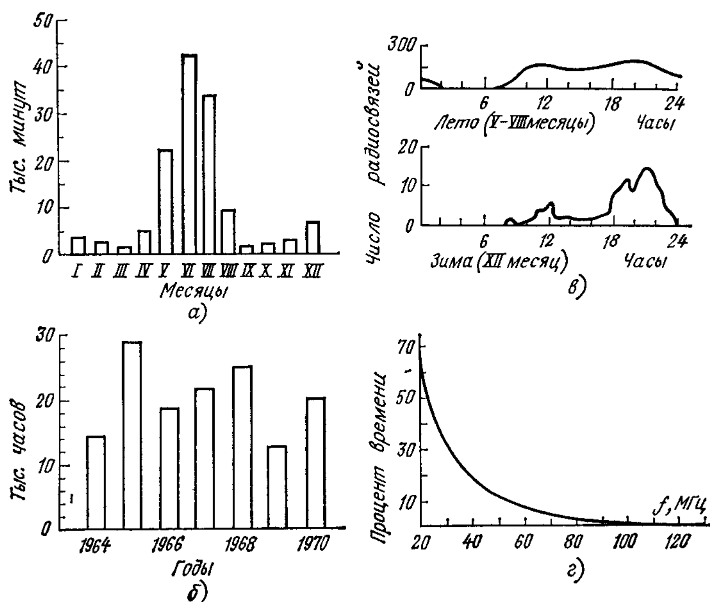


Рис. 4.16. Результаты экспериментальиых исследований радиосвязей с использоваиием отражеиия от слоев E_c:

а, *б*, *в* — статистические даиные соответственно о сезонном, годовом и суточном ходе числа радиосвязей иа частоте 50 МГц: *г* — зависимость процента времеии, в течеиие которого возможно осуществление радиосвязи с помощью отражения от слоев E_c, от рабочей частоты

Наблюдалась определенная закономерность возникновения распространения радиоволн за счет переотражения от слоя E_c для различных частотных диапазоиов. Если критическая частота спорадического слоя E_c $f_{кр}$=30 МГц, то этот слой позволяет осуществить радиосвязь с отдаленными радиостанциями в диапазоне 10 м. С ростом частоты $f_{кр}$ появляется возможиость осуществить

прием сигналов телевизионного вещания отдаленных телецентров, работающих в диапазоне около 50 МГц. Если $f_{кр}$ достигает значений 60—70 МГц, то можно принимать очень отдаленные станции, работающие в диапазоне 144 МГц (рис 4.16*г*).

Эксперименты показали, что лишь сравнительно небольшая часть слоя E_c играет существенную роль в процессе отражения радиоволн и что эта область может достаточно быстро перемещаться.

Слой *F* играет большую роль в радиосвязи; благодаря этому слою возможна организация протяженных радиолиний связи в диапазоне КВ.

В течение дня наблюдается увеличение плотности электронов в двух областях слоя *F*, получивших названия F_1 и F_2. Возможность возникновения слоя F_1 мало зависит от времени года. Слой F_1, как и слой *E*, исчезает после захода солнца. Слой F_2 характеризуется большей неоднородностью плотности электронов, имеет большее время существования и не исчезает ночью. Правда, в ночное время высота слоя F_2 уменьшается; также уменьшается в ночное время и плотность электронов.

Максимальная плотность электронов в слое F_1 достигает $4\cdot10^{11}$ эл/м^3, и поэтому для радиосвязи этот слой играет меньшую роль, чем F_2, в котором плотность электронов достигает $2\cdot10^{12}$ эл/м^3.

Выше слоя *F* находится слой *G* (на высотах 700...800 км), который играет незначительную роль в организации радиолиний связи.

Плотность электронов во всех слоях и, следовательно, условия распространения радиоволн существенным образом зависят от состояния Солнца, точнее, от состояния поверхности Солнца (рис. 4.17). Протуберанцы, сопутствующие пятнам на поверхности Солнца, по сути дела являются источниками, «выбрасывающими» энергию (в основном в виде потоков электронов и гамма-лучей) в космическое пространство. Эта энергия, достигая поверхности Земли, воздействует на ионосферу, изменяя тем самым условия распространения радиоволн вблизи Земли.

Наблюдается периодическое изменение числа пятен на поверхности Солнца. В астрономии используется число Вольфа

$$W = kn + 10g, \qquad (4.10)$$

где *k* — число единичных пятен на поверхности Солнца; *n* — коэффициент, зависящий от разрешающей способности астрономического инструмента, с помощью которого наблюдается поверхность Солнца (например, оптического телескопа); *g* — число групповых пятен на поверхности Солнца. Отдельные пятна могут иметь размеры, во много раз превышающие размеры Земли Так, например, в августе 1972 г. на Солнце наблюдалось пятно диаметром около 65 000 км.

Солнечная активность подвержена циклическим изменениям с периодом 11 лет. В начале цикла появляются пятна, расположенные под углом 30° по обе стороны от солнечного экватора. С развитием цикла пятна перемещаются ближе к экватору. Максимальному значению числа Вольфа соответствует угловая ориентация пятен, составляющая ±16° относительно солнечного экватора. При дальнейшем приближении пятен к экватору (±6°) наблюдается спад солнечной активности.

Радиолюбитель с помощью достаточно простого оборудования может самостоятельно следить за процессом перемещения пятен,

определять их число и пр. Эти наблюдения позволяют предсказать возникновение северных сияний, ионосферных и магнитных бурь, которые являются причинами резкого ухудшения, точнее, резкого изменения, обычных условий распространения радиоволн Для проведения таких наблюдений можно воспользоваться обычной под-

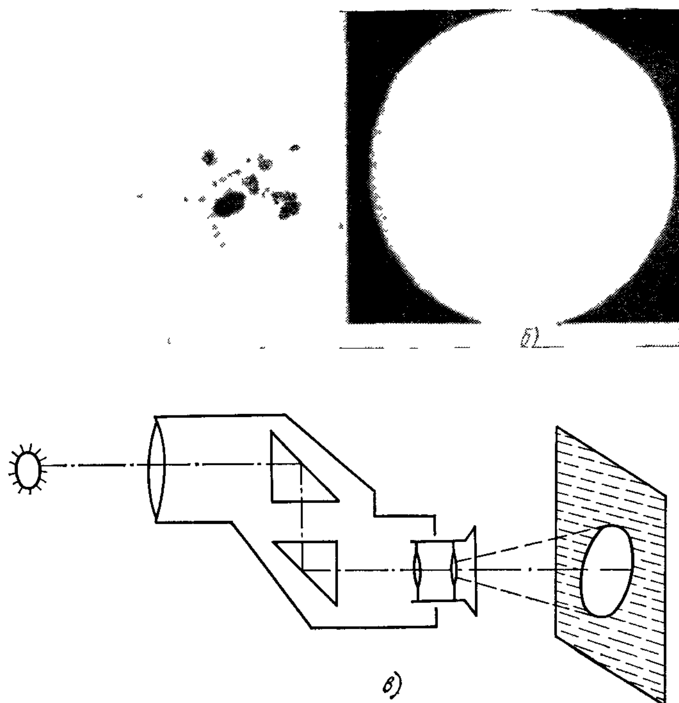


Рис 4 17. Пятна на Солнце·
а — отдельные пятна, $n=30$, и группа пятен, $g=5$; *б* — повышенная плотность пятен; *в* — схема наблюдения пятен на Солнце с помощью телескопа, подзорной трубы или полевого бинокля

зорной трубой За выходным отверстием подзорной трубы на расстоянии нескольких сантиметров необходимо установить экран и сфокусировать изображение Солнца на этот экран. Следует особо подчеркнуть, что прямое наблюдение Солнца (без экрана) **недопустимо**, так как в этом случае можно повредить глаза

Практика наблюдений показывает, что при прохождении больших одиночных пятен или группы пятен через центральный меридиан Солнца спустя несколько десятков часов на Земле наблюдаются магнитные бури и другие следствия солнечной активности

Помехи в магнитном поле Земли в виде мгновенных изменений положения магнитного полюса, а также изменения напряженности поля являются предметом постоянного излучения. Среднесуточные значения числа Вольфа представляют собой случайно изменяющиеся величины (рис. 4.18). Изменение среднемесячного значения чис-

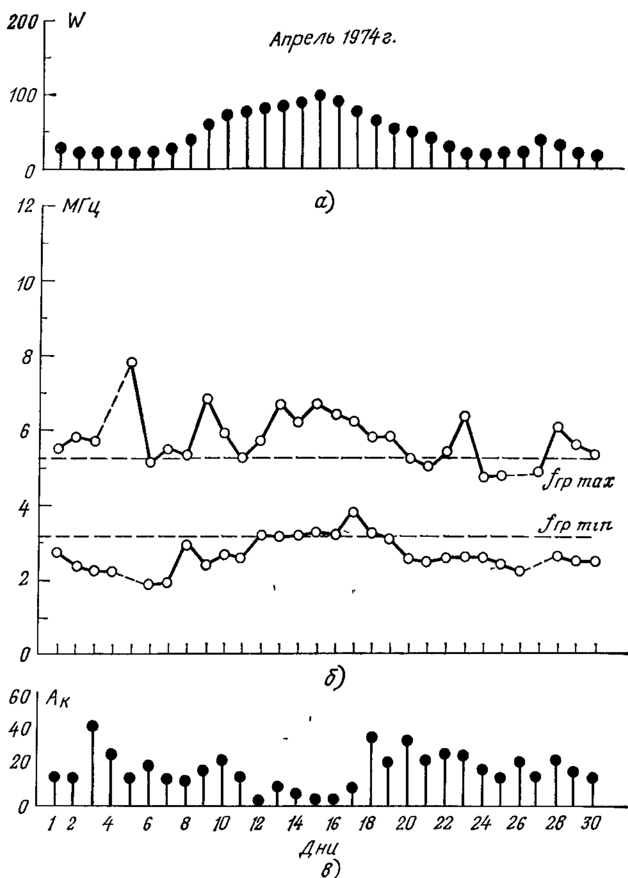


Рис. 4 18. Картина солнечной активности:
а — значение числа Вольфа для каждого дня апреля 1974 г.; *б* — граничная частота слоя F_2 за тот же период; *в* — напряженность магнитного поля Земли

ла Вольфа показано на рис 4 19 Среднегодовое число Вольфа имеет одиннадцатилетнюю цикличность (рис. 4 20) Анализ одиннадцатилетних циклов показывает, что не во всех циклах солнечная активность достигает максимального значения.

Наблюдения за солнечными пятнами проводятся с 1749 г. К настоящему времени проанализирован 21 полный цикл.

Существует прямая зависимость между числом пятен и интенсивностью ультрафиолетового излучения. Чем больше пятен, тем больше интенсивность излучения, тем сильнее ионизация слоев, тем лучше условия распространения на высоких частотах. 19-й цикл имел необыкновенную интенсивность солнечных пятен: число Вольфа в марте 1958 г. достигало значения $W=201$. Проходящий в настоящее время 21-й цикл, начавшийся на рубеже 1976—1977 гг., достиг максимума в 1980 г. Течение этого цикла подобно течению 20-го цикла.

Для радиолюбителей существенной является **и н ф о р м а ц и я**, которая касается высоты отражающего слоя. Зная этот параметр, нетрудно определить для заданного расстояния r оптимальный угол α, под которым следует излучать электромагнитную энергию, чтобы уровень принимаемого сигнала был максимальным. На рис. 4 21 приведена зависимость угла α от расстояния r до станции-корреспондента при различных высотах отражающего слоя.

С точки зрения минимизации помех при приеме выгодно использовать передающую антенну, которая излучает максимальную энергию под оптимальным углом α. В ряде случаев при связях через экватор отклонение оптимального азимута от направления на корреспондента

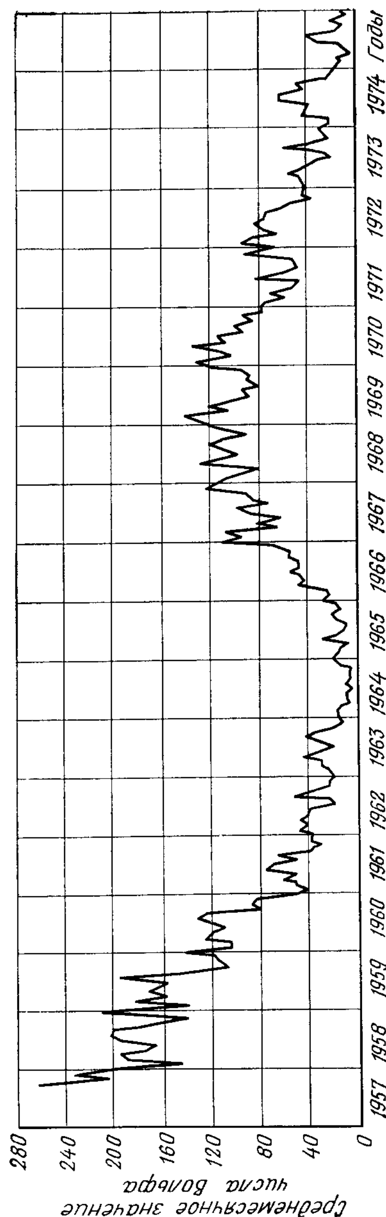


Рис. 4 19. Изменение среднемесячного значения числа Вольфа за период с 1957 г. по 1974 г.

может достигать 30° (более точное значение угла отклонения зависит от времени суток).

Из графиков на рис. 4.21 можно также сделать вывод, что односкачковая линия радиосвязи, т. е. линия с использованием одного отражения от ионизированного слоя ионосферы, имеет боль-

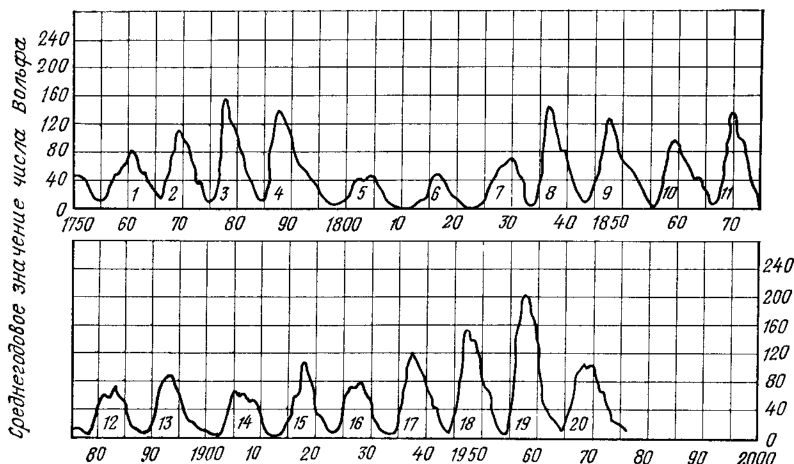


Рис. 4 20. Изменение среднегодового значения числа T Вольфа с 1750 г. по 1976 г, т. е. за 20 циклов

шую протяженность r, а для меньших расстояний наблюдается зона молчания.

Отражение от метеорных следов. Для связи можно пользоваться отражением от метеорных следов. Это позволяет установить в

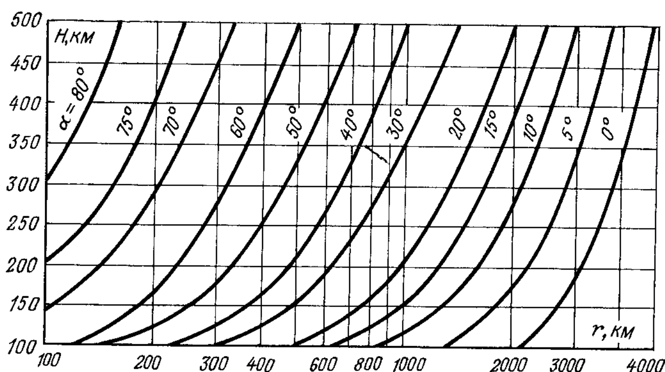


Рис 4 21. Зависимость оптимального значения угломестного направления α максимального излучения антенны от высоты слоя F_2 и расстояния r до корреспондента для ионосферного распространения

диапазоне УКВ радиосвязь на такие большие расстояния, которые при обычных способах связи недостижимы. Польские радиолюбители, например, установили радиосвязь с использованием рассеяния от метеорных следов со своими коллегами из Греции (расстояние около 1840 км), Франции, Болгарии и др.

Возможна радиосвязь с использованием отражения от метеорных следов на расстоянии 500—2500 км, если используются передатчики с мощностью в несколько сотен ватт и направленные антенны. Если между корреспондентами отсутствует предварительная договоренность о частотах излучения и приема, то для этого вида связи используется диапазон частот 144,0...144,15 МГц. Обычно передаваемая информация записывается на магнитофонную ленту и излучается с повышенной скоростью. В радиолюбительской практике эта скорость составляет 160 знаков в минуту.

В профессиональной радиосвязи с использованием метеорного рассеяния скорость передачи достигает 4800 слов в минуту с соответствующей скоростью записи принятой информации.

Механизм возникновения отражения. Атмосфера Земли постоянно бомбардируется маленькими частицами, называемыми метеорами. Эти частицы состоят из различных минералов или металлов (в том числе и железа). Размер метеорных частиц различен: от мельчайших пылинок до больших глыб (рис. 4.22). Скорость, с которой метеоры входят в атмосферу Земли, составляет от 11 до 72 км/с. В результате трения о воздух метеорные частицы на высотах 80—110 км сильно разогреваются. Вследствие термоионизации образуется сильно ионизированный метеорный след. Протяженность метеорного следа достигает нескольких километров (до 25 км), а его диаметр нескольких сантиметров.

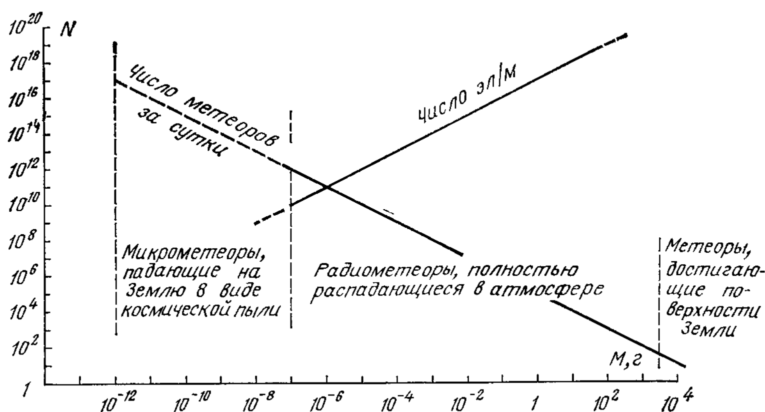


Рис 4 22 Зависнмость числа метеоров, падающих в течение суток, и чнсла электронов на метр длины метеорного следа от массы метеоров *M*

Большие метеоры, имеющие массу килограмм и более, достигают более низших слоев атмосферы, создавая видимый метеорный след, который сохраняется в течение нескольких секунд. Наиболее массивные метеоры достигают поверхности Земли. Очень небольшие метеорные частицы, масса которых менее 10^{-8}, не подвергаются

испарению, а тормозятся в верхних слоях атмосферы и выпадают на поверхность Земли в виде микропыли. Мельчайшие метеорные частицы (масса около 10^{-13} г) уносятся солнечным ветром в космическое пространство.

Для радиосвязи имеют значение метеорные частицы, масса которых превышает 10^{-7} г. Время испарения метеора составляет около 10^{-4} с. Линейная плотность электронов в метеорном следе определяется числом электронов, приходящихся на один метр длины следа. Если линейная плотность менее 10^{14} эл/м, то такие следы называют ненасыщенными, если более 10^{14} эл/м, то следы называют насыщенными. При прохождении радиоволны через ненасыщенный след она подвергается полному рассеянию. От насыщенных следов радиоволна отражается, как от проводящей поверхности.

Первоначальный диаметр метеорного следа составляет несколько сантиметров; со временем из-за диффузии он значительно увеличивается и становится равным нескольким метрам. В результате

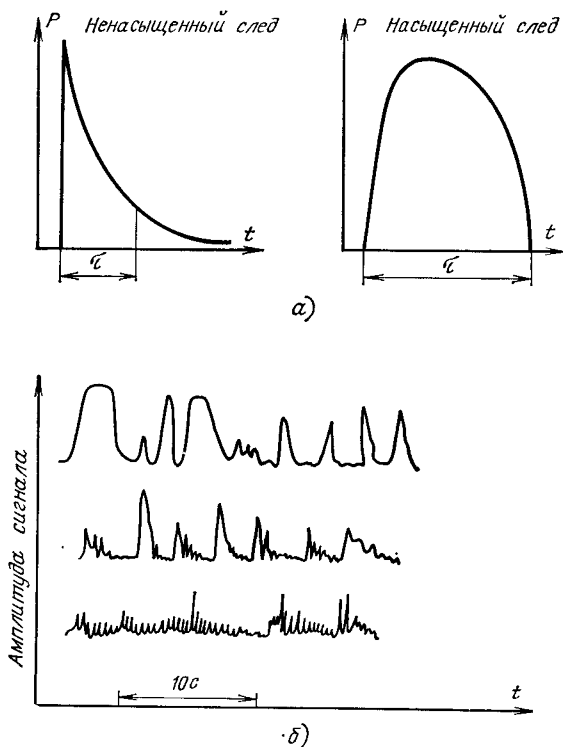


Рис 4 23 Временные характеристики радиоволн, отраженных от метеорного следа.
а — теоретическая характеристика уровня отраженного сигнала (τ — время, в течение которого уровень сигнала превышает установленное значение); *б* — примеры реального изменения во времени уровня сигнала, отраженного от метеорного следа с различной интенсивностью (на графиках видно влияние интерференции)

этого, естественно, уменьшается плотность электронов и, следовательно, способность отражения радиоволн.

Так же, как и в случае отражения от ионосферы, для каждого метеорного следа существует критическая частота. В результате диффузии следа растет его диаметр и критическая частота $f_{кр}$ уменьшается. Как правило, время отражения от метеорного следа длинных волн больше, чем время отражения коротких волн.

От насыщенного метеорного следа отражение происходит так же, как от проводящей поверхности, т. е. угол падения равняется углу отражения. Для радиосвязи это явление выгодно, так как отражающая поверхность находится в области первой зоны Френеля, а сам след ориентирован на корреспондента.

Уровень отраженного сигнала изменяется во времени (рис. 4.23*а*). Метеорные следы подвергаются воздействию ионосферных ветров, которые изменяют их положение и форму. В результате наблюдаются миогократные отражения, приводящие к сильной флуктуации уровня принимаемого сигнала (рис. 4.23*б*).

Целесообразно иметь в виду следующую и н ф о р м а ц и ю:

1. Наиболее благоприятны для радиолюбительской связи большие метеоры, создающие продолжительные во времени метеорные следы. Они появляются в метеорных роях. Следует знать периоды их появления и ту область небесной сферы, которая является их «источником». Наиважнейшие метеорные рои указаны в табл. 4.1.

2. Земля при своем движении вокруг Солнца встречается с метеорами, рассеянными в межпланетном пространстве (рис. 4.24).

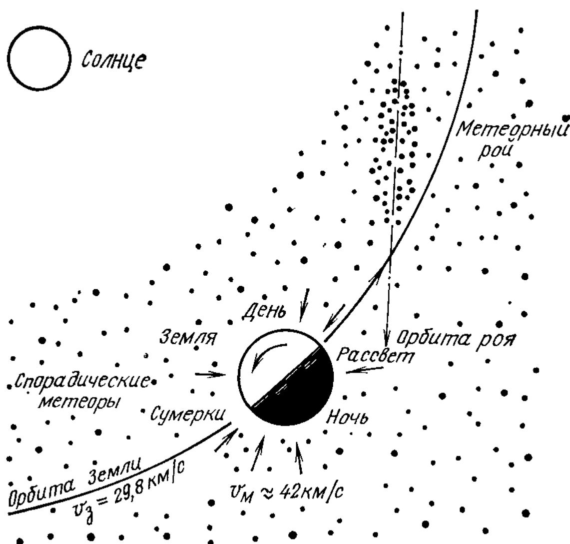


Рис 4.24. Метеориые рои и орбита Земли

Метеоры движутся вокруг Солнца по разным эллиптическим орбитам. Одни из них, перемещаясь в направлении, противоположном иаправлению движения Земли, сталкиваются с ней и попадают на ту ее часть, которая освещена Солнцем. Другие ее метеоры, догоняя

Метеорные рои (время по Гринвичу) ТАБЛИЦА 4.1

Название и дата появления	Период появления роев	Время появления (часы суток)	Число метеоров в час	Скорость роя, км/с	Благоприятное время радиосвязи по направлениям			
					ЮЗ—СВ	В—З	ЮВ—СЗ	С—Ю
Квадрантиды 3/4 января	9*h*	Круглосуточно	100	41	0930—1500*	2300—0330 1130—1630	2300—0500	0000—0530 0930—1430
Лириды 21 апреля	2*d*	19/13	15	48	2300—0130 0600—0900	0200—0400	0330—0730 2030—2300	0500—0930 2030—0130
Аквариды 4 мая	5*d*	01/14	20	64	0230—0630	0400—0900	0630—1000	0200—0500 0800—1100
Ариетиды 7 июня	8*d*	02/18	60	39	0500—0830 1230—1400	0730—1030	0900—1330	0330—0700 1100—1430
Персеиды 8/9 июня	8*d*	03/19	40	29	0530—0930 1330—1500	0830—1130	0430—0530 1000—1430	0430—0800 1200—1530
Лириды 16 июня	2*d*	19/13	10		2300—0130 0600—0900	0200—0400	0330—0730 2030—2300	0500—0930 2030—0130
Аквариды 29 июля	2*d*	20/08	15	41	2100—0130	2230—0330	0100—0430	0300—0530 2100—2330
Персеиды 12 августа	4*d*	Круглосуточно	60	60	0600—1300	0900—1400 1900—0000	1800—0200	0700—1130 2130—0200
Дракониды 9 октября	1*h*	То же	10		1700—2300	0730—0930	0500—1230	0800—1300
Орпониды 21 октября	2*d*	21/12	20	66	2300—0300	0100—0530	0300—0800	0500—0830
Тавриды 9 ноября	20*d*	17/08	10	30	1900—2300	2100—0200	2300—0400	0130—0430
Леониды 17 ноября	3*h*	22/14	10	72	0100—0430	0400—0700	0530—1000	2330—0330
Геминиды 14 декабря	3*d*	17/11	60	35	0400—0700	2330—0230	0200—0500 1830—2130	0300—0700 1830—2300
Урсиды	12*h*	Круглосуточно	15	34	0700—1900	2300—2300	1800—0600	

* Следует читать: с 9 час. 30 мин. до 15 час.

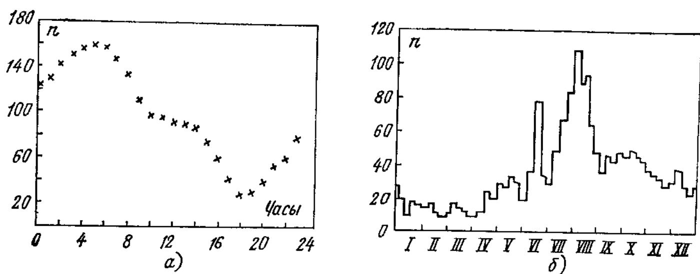


Рис. 4.25. Статистические характеристики распределения моментов появления метеоров:
а — суточное, *б* — месячное распределение

Землю, падают со скоростью 11—30 км/с на ту сторону Земли, на которой господствуют сумерки. С учетом наклона оси Земли можно показать, что наибольшая частота появления метеоров приходится на осенние месяцы. На рис. 4.25*б* приведена гистограмма появления метеоров.

3. В период встречи Земли с метеорами число метеоров, отражающих радиоволны возрастает до 400 и даже до 1000 в час, что приводит к достаточно постоянной ионизации определенного пространства ионосферы. Однако интервалы ионизации очень короткие — от долей секунд до нескольких секунд (рис. 4.26*а*). Кривая *1* соответствует времени, в течение которого сигнал уменьшается до 0,37 своего максимального уровня, кривая *2* — времени, в течение которого отраженный сигнал достигает минимального (порогового) уровня.

4. Чаще происходит отражение от ненасыщенных метеорных следов. Однако в этом случае уровень отраженного сигнала более слабый. Реже появляются сигналы, обусловленные отражением от иасыщенных слоев. Уровень отраженного сигнала при этом более высок (рис. 4.26*б*).

5. Не каждый метеорный след можно использовать для организации радиосвязи в заданном направлении. Для каждой станции имеются области с большей вероятностью установления радиосвязи с помощью метеорных следов (рис. 4.26*в*). Некоторое улучшение радиосвязи получается, если утром антенну развернуть на 7° севернее, а вечером на 7° южнее направления иа корреспондента. Отметим, что отклонение направления антенн должно быть согласовано обоими корреспондентами.

6. Существует оптимальная угломестная ориентация антенн на линиях связи, использующих рассеяние от метеорных следов. На рис. 4.26*д* приведены графики, позволяющие правильно выбрать этот параметр.

7. Если существует достаточно уверенная связь между станциями *N* и *O*, а рядом расположена другая приемная станция *O*, то с увеличением расстояния между обеими приемными станциями *O* и *O′* радиосвязь между станциями *N* и *O′* будет ухудшаться. Так, например, при удалении от станции *O* на расстояние около 100 км количество принятой на станции *O′* информации уменьшится вдвое (рис. 4.26*г*). Это обстоятельство свидетельствует о том, что **связь с помощью отражения от метеорных следов обладает**

острой направленностью. Кроме того, эта радиосвязь не нарушается при изменении состояния ионосферы и практически не зависит от других факторов, обусловленных изменением солнечной активности.

8. Двусторонняя связь с использованием метеорного рассеяния требует в среднем около двух часов пробных связей, в течение которых будут слышны многочисленные всплески шума продолжительностью от долей секунд до нескольких секунд.

Практика показывает, что иногда встречаются метеорные следы, позволяющие поддерживать связь в течение нескольких минут.

9. Из анализа графиков на рис. 4.23 и 4.26*а* следует, что для организации более продолжительных сеансов радиосвязи с использованием отражения от метеорных следов следует максимально повысить эффективную мощность излучения, т. е. использовать передатчики с большой мощностью, антенны с высокой направленностью, а также по возможности малошумящие входные устройства приемников.

Распространение с помощью отражения от северного сияния. Как уже не раз говорилось, часть атмосферы, занимающая нижнюю (до 100 км), прилегающую к поверхности земли область, имеет большое значение для организации радиосвязи на протяженные расстояния. В этом пространстве возникает отражение от спорадических слоев E_c, а также от метеорных следов.

Кроме того, в этой области возникает еще один вид отражения, а именно отражение от северного сияния. С использованием этого вида отражения на территории Западной Европы можно установить радиосвязь на расстояния до 1600 км. Сразу отметим, что этот вид радиосвязи сопровождается сильным модуляционным шумом, обусловленным способом распространения сигнала с помощью отражения от северного сияния. Этот шум вызван *эффектом Доплера*. Так, например, для частоты 144 МГц девиация частоты, вызванная этим эффектом, достигает 300—900 Гц, причем изменение частоты носит нерегулярный, пульсирующий характер. Несмотря на это, радиолюбители Польши во время появления северного сияния установили радиосвязь с корреспондентами, находящимися в Англии, Бельгии и Голландии, в диапазонах 144 и 432 МГц.

Как показывают результаты теоретического анализа и экспериментальных исследований, территория, на которой с помощью отражения от полярного сияния можно установить радиосвязь, достаточно ограничена.

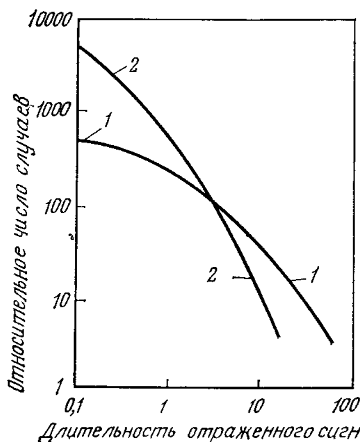
Приведем основную информацию, касающуюся механизма возникновения отражения от полярного сияния.

1. Северное сияние появляется в результате сильной ионизации атмосферы корпускулярным излучением Солнца. Во время вспышек с поверхности Солнца выбрасывается интенсивный поток корпускул. Спустя 12—24 ч Земля может оказаться под воздействием этого потока, что приводит к резкому изменению условий распространения в атмосфере.

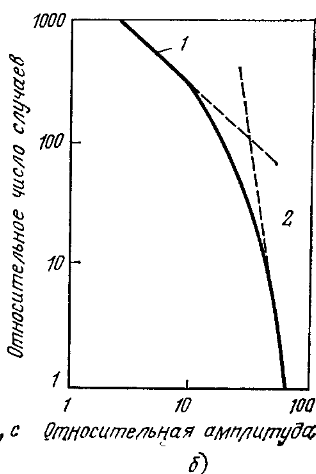
2. Известно, что Земля окружена собственным магнитным полем. Также известно, что положения магнитного и географического полюсов не совпадают. Корпускулярный поток, представляющий собой поток заряженных частиц, перехватывается магнитным полем Земли и концентрируется в полярных ее областях.

3. Параллели магнитного поля Земли не совпадают с географическими параллелями (рис. 4.27). Кроме того, их положение пре-

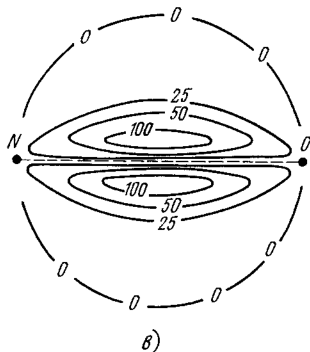
терпевает во времени слабые изменения. Напряженность магнитного поля Земли составляет обычно 40 А/м, а во время магнитных бурь подвергается сильному изменению. Магнитные бури, главным образом, вызываются сконцентрированным потоком корпускул (протонов), которые обладают собственным магнитным полем. Поток, нарушающий магнитное поле Земли, характеризуется величиной $A_к$. Во время магнитных бурь часть заряженных частиц, проникая с поясов радиации в низшие слои атмосферы, приводит к ее дополнительной ионизации. При сильной ионизации могут появ-



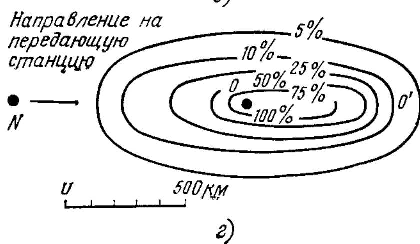
а)



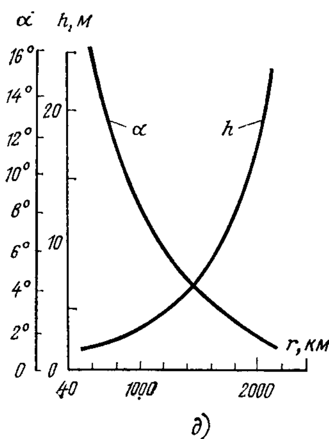
б)



в)



г)



д)

ляться видимые невооруженным глазом светящиеся облака, столбы и другие образования.

4. Для отражения от севериого сияния необходимо, чтобы угол между направлением падения волны и линией магнитного поля был почти прямым. Для волны длиной 2 м отклонение угла от прямого может достигать $\pm 3°$, а для более длинных волн — большую величину. Это требование является основным ограничением при установлении связи с помощью отражения от северного сияния (рис. 4.28).

5. Волна, излученная по касательной к поверхности Земли, после отражения от северного сияния на высоте около 100 км возвращается на поверхность Земли. Так как отражающая поверхность северного сняния состоит из ряда отдельных областей, каждая из которых изменяет во времени свою ориентацию, имеется достаточно обширная область поверхности Земли, примыкающая к полярной, для которой радиосвязь с использованием отражения от северного сияния может быть достаточно эффективной. Однако месторасположение района, с которым можно осуществить данный вариант радиосвязи, постоянно меняется во времени.

6. Следует иметь в виду, что область, в которой можно осуществить радиосвязь с использованием отражения от полярного сияния, сравнительно невелика и лежит в пределах $\pm 3°$ от направления отраженной волны (рис. 4.28). На рис. 4.27 показана область, в которой можно осуществить радиосвязь с использованием отражения от полярного сияния на трассе Волштынь—Лондон. Наиболее благоприятная возможность для такой радиосвязи возникает при появлении полярного сияния в районе, обозначенном жирной линией.

7. Вероятность организации радиосвязи с использованием отражения от полярного сияния зависит от уровня $A_к$, а также от времени суток.

На рис. 4.29 приведены некоторые количественные оценки, характеризующие статистический характер появления возможности организации рассматриваемого вида радиосвязи. Так, например, на рис. 4.29*а* приведена гистограмма числа радиосвязей за период 28—29 октября 1961 г., осуществленных с помощью отражения от полярного сияния в диапазоне 144 МГц. На приведенной гистограмме хорошо различаются два максимума, один из которых приходится на 16.00, а второй на 21.00 (время местное).

←

Рис. 4.26. Статистические характеристики сигнала, обусловленного отражением от метеорного следа:
а — длительность сигнала, отраженного от метеорного следа (*1* — уменьшение уровня сигнала в е раз, *2* — превышение уровнем сигнала установленного уровня); *б* — распределение амплитуды отраженного сигиала (*1* — ненасыщенный след, *2* — насыщенный след); *в* — статистические оценки вероятности осуществления радиосвязи за счет отражения от метеоров; *N* и *O* — корреспонденты; *NO* — линия связи (на схеме условно показано, что при попадании метеоров в области, охватывающие число 100, вероятность связи максимальна, при попадании метеоров в области, соответствующие меньшим числам, вероятность установления связи уменьшается; *г* — статистические оценки распределения уровня сигналов при различных положениях приемной антенны (кривые, проведенные вокруг точки *O*, т. е. первой приемной станции, показывают вероятность такого события, что при размещении второй приемной станции *O′* внутри данной области вероятность одинаковой устойчивости обеих радиолиний связи с передающей станцией будет не ниже числа процентов, соответствующего данной кривой); *д* — зависимость между углом α ориентации антенны и высотой h ее подвеса над землей от дальности радиосвязи

При больших значениях $A_к$ ($\geqslant 60$), что соответствует появлению над территорией Польши полярного сияния, которое можно наблюдать невооруженным глазом, удается осуществить радиосвязь с корреспондентами, проживающими в Чехословакии и даже в Швейцарии.

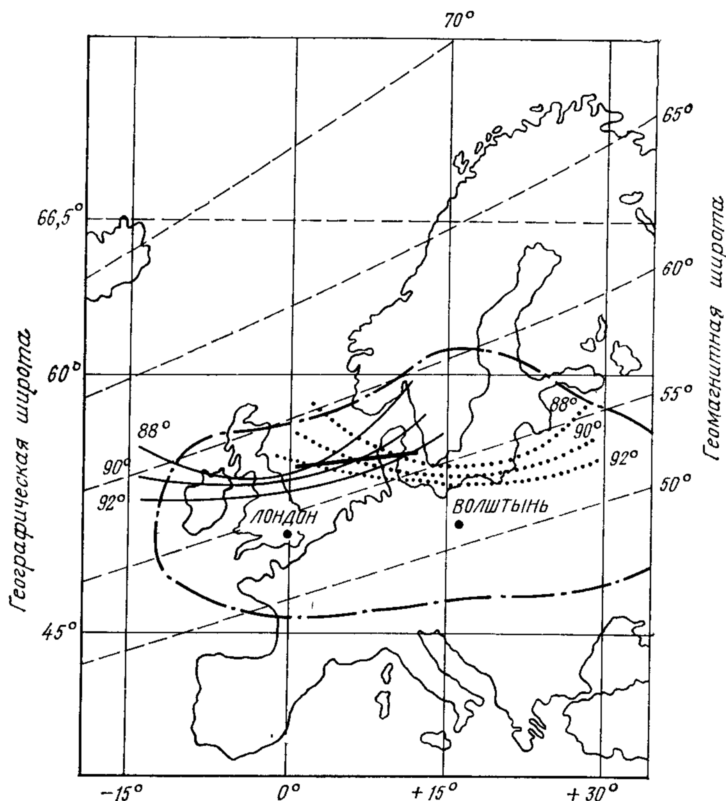


Рис. 4 27. Области радиосвязи с использованием отражения от полярного сияния для г. Волштыня (ПНР):
. . . . — граница полярного сияния, с помощью которого организуется радиосвязь из г. Волштыня; ——— граница полярного сияния, с помощью которого организуется радиосвязь из Лондона; ——— граница полярного сияния, с помощью которого возможна радиосвязь Волштынь — Лондон, — . — — граница области, внутри которой можно осуществить из Волштыня радиосвязь с использованием отражения от полярного сияния

8. Для рассматриваемого вида радиосвязи обычно используется трех—десятиэлементные антенны типа Уда—Яги. Следует отметить, что применение остронаправленных антенн не всегда выгодно. Дело в том, что остронаправленная антенна освещает только определенную область, в которой может возникнуть полярное сияние. Использование менее направленных антенн эквивалентно повыше-

нию вероятности того, что антенна освещает область, в которой отражающие свойства полярного сияния проявляются максимальным образом. Практика показала, что для этого вида радиосвязи достаточно использовать антенны с усилением 6—14 дБ и передатчик с мощностью порядка 100 Вт.

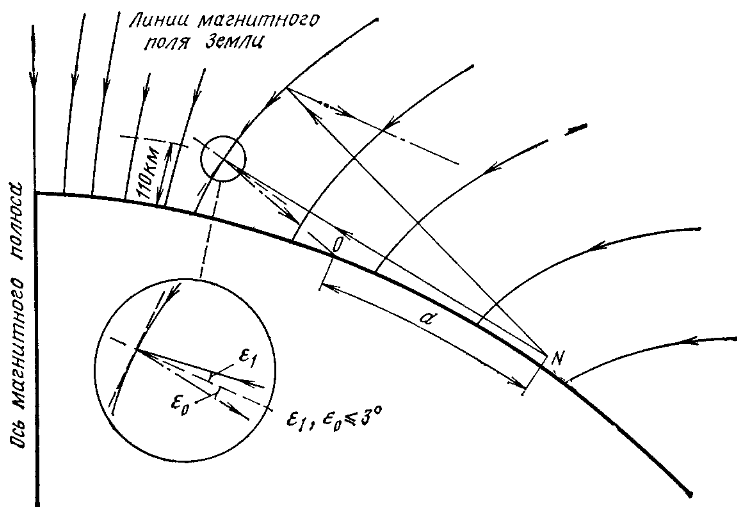


Рис. 4.28. Схема отражения радиоволны от области полярного сияния (только определенные лучи, отраженные от полярного сияния, возвращаются на Землю)

Годовой ход вероятности появления радиосвязи с использованием отражения от полярного сияния обусловлен изменением наклона оси Земли к плоскости вращения Земли вокруг Солнца. На рис. 4.29*б* приведена гистограмма, характеризующая число N наблюдаемых полярных сияний, при которых возможна организация радиосвязей в Норвегии (N_1) и в Дании (N_2) по месяцам. Эта гистограмма получена в результате усреднения данных за достаточно большой период времени.

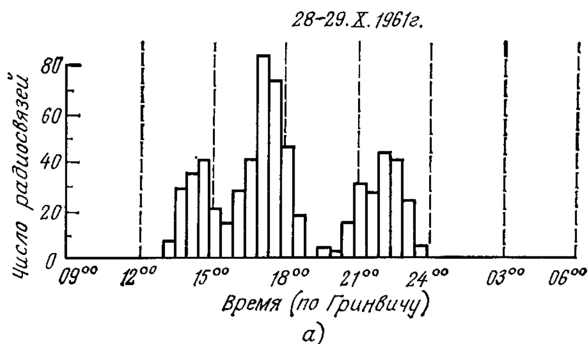
Как уже отмечалось, при появлении пятен на Солнце, расположенных в районе ±16° солнечной широты, испускаемое Солнцем радиоактивное излучение практически не достигает поверхности Земли. С приближением пятен к экватору Солнца интенсивность излучения Солнца, достигающая поверхности Земли, значительно возрастает, что приводит к возрастанию интенсивности полярных сияний.

Радиосвязь с использованием отражения от Луны. В последние годы развивается новый вид радиосвязи, использующий эффект отражения радиоволн от поверхности Луны. Этот вид радиосвязи привлекает все большее количество энтузиастов.

Для реализации данного вида радиосвязи требуется более совершенная аппаратура. Так, например, для радиосвязи в диапазоне 144 МГц требуются приемники с уровнем шумов не более 2 дБ, а для диапазона 432 МГц — не более 4 дБ; мощность передатчика достигает 500...1000 Вт. Узкополосная радиосвязь тре-

бует использования в приемнике малошумящих входных устройств, а также стабильных кварцевых фильтров.

Очень серьезные требования предъявляются в данном случае и к антенным устройствам. Наиболее часто используется параболическая антенна, диаметр которой составляет 4...10 м, а также многоэлементная антенна типа «волновой канал», число элементов в



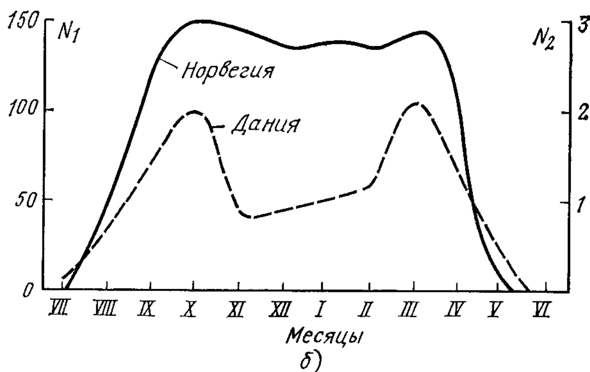


Рис. 4.29. Статистические оценки распределения радиосвязей с использованием отражения от полярного сияния:
а — гистограмма числа радиосвязей за 28—29 октября на частоте **145 МГц;**
б — среднемесячное распределение числа радиосвязей

которой достигает несколько сотен. Кроме того, антенна должна быть постоянно ориентирована на Луну, что требует применения системы автоматической ориентации диаграммы излучения антенны.

Приведем основную и н ф о р м а ц и ю, касающуюся использования поверхности Луны в качестве пассивного ретранслятора.

1. Луна — естественный спутник Земли. Ее диаметр составляет 3476 км, среднее расстояние от Земли — 384 900 км. Угловой диаметр Луны при наблюдении с Земли равен 33′. Луна движется вокруг Земли в направлении с запада на восток с угловой скоростью 12...13° в сутки, возвращаясь в то же самое положение относительно Земли и Солнца спустя один лунный месяц, что состав-

ляет 29,53 средних солнечных суток. Орбита Луны наклонена к плоскости орбиты Земли под углом 5°9′.

В связи с наклоном оси Земли относительно плоскости ее орбиты на 27°27′ Луна с территории Польши видна под углами от 11,5° до 68,5° (географическая широта Польши около 50°).

Точное угловое положение Луны относительно любой точки на Земле приведено в астрономических ежегодниках.

2. Поверхность Луны обладает коэффициентом отражения для радиоволн $\rho=0{,}1$. Эффективная отражающая поверхность Луны представляет собой круг диаметром 340 км, который расположен на ближайшей к Земле части поверхности Луны.

3. Луна повернута к Земле одной и той же стороной. Однако из-за *явления либрации* мы видим несколько большую, чем половина, часть поверхности Луны.

4. В результате либрации положение наиболее эффективно отражающей области на поверхности Луны постоянно меняется, что приводит к переменному во времени процессу интерференции отраженных волн. Это, в свою очередь, приводит к флуктуации (на 4—5 дБ) уровня отраженного от поверхности Луны и принятого на Земле радиосигнала. Указанной флуктуации сигнал подвержен приблизительно в течение 50% времени. Уровень флуктуации сигнала уменьшается до нуля лишь в крайне небольшие интервалы времени (несколько секунд), соответствующие моментам, когда направление либрации изменяется на противоположное.

5. Разница в расстояниях от центра наиболее эффективной части отражающей поверхности Луны до Земли и от ее периферийной части до Земли составляет около 8 км, что соответствует времени распространения радиоволны $\tau\approx100$ мкс. Это обстоятельство приводит к деформации фронта отраженной от поверхности Луны волны, которая обусловлена отражением от областей, расположенных на различных расстояниях (рис. 4.30*а*). Деформация фронта ограничивает полосу модуляции передатчика, сужая ее до 10 кГц (рис. 4.30*б*).

6. Волна, падающая на поверхность Луны, при отражении изменяет фазу. Поэтому при использовании волны с круговой поляризацией необходимо учитывать, что после отражения направление вращения поляризованной волны меняется на обратное. Это, в свою очередь, требует применения специальных поляризационных устройств в передающем и приемном каналах используемой антенны.

7. Проявление эффекта Доплера в отраженном сигнале обязано явлению либрации Луны. Следует особо отметить, что знак изменения частоты при отражении от двух противоположных сторон Луны различен. Это приводит к расширению спектра принимаемого отраженного сигнала. В диапазоне 144 МГц доплеровский сдвиг достигает ±2 Гц, в диапазоне 432 МГС — ±6 Гц, а в диапазоне 1296 МГц — ±18 Гц. Если учесть, что полоса приемника составляет всего 50 Гц, то становится ясным, что влияние рассматриваемого эффекта весьма существенное (рис. 4.30*в*).

8. Время распространения сигнала от Земли до Луны и обратно составляет 2,56 с. За это время можно осуществить ручную коммутацию антенны с передающего режима на приемный и обратно.

9. Сигнал при радиосвязи с использованием отражения от поверхности Луны дважды проходит через земную атмосферу, т. е. дважды преломляется в тропосфере и ионосфере Земли. При ма-

лых угломестных положениях Луны сигнал даже при нормальном состоянии атмосферы подвергается рефракции: в тропосфере до 1°, а в ионосфере до 0,5° (точное значение угла преломления зависит

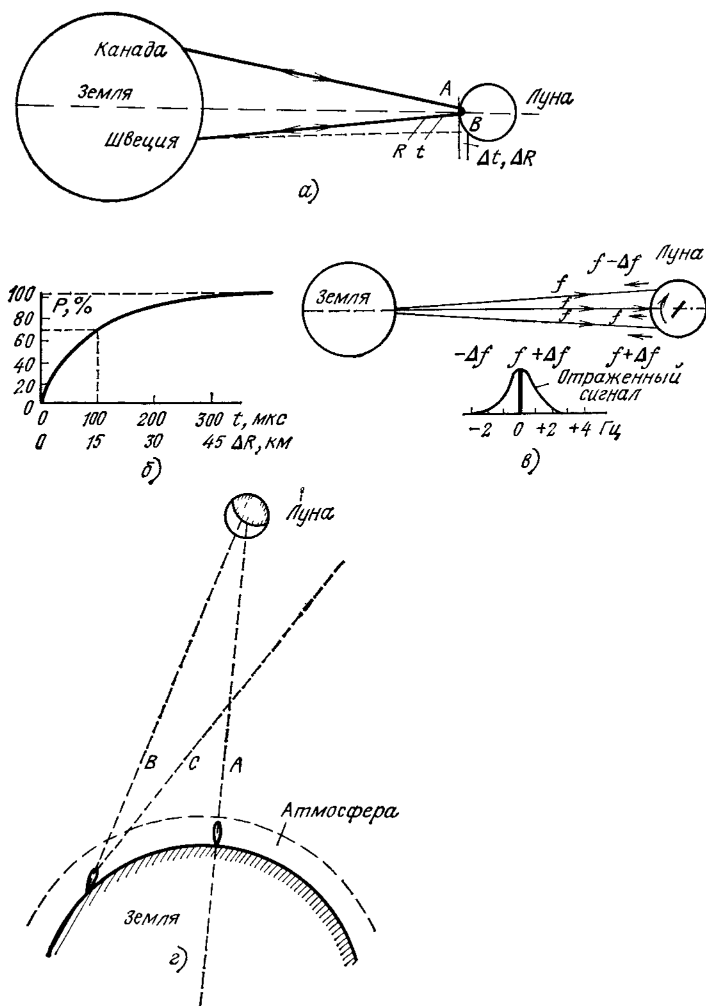


Рис 4 30 Радиосвязь с использованием отражения от поверхности Луны:
а — схема радиосвязи; *б* — зависимость распределения энергии, переотраженной поверхностью Луны и принятой приемником на Земле, от времени t; вторая координата на оси абсцисс ΔR соответствует увеличению дальности распространения волны; *в* — схема возникновения эффекта Доплера в отраженной волне из за вибрации Луны; *г* — влияние рефракции атмосферы Земли на устойчивость радиосвязи:
A — направление излучения с первой станции на Луну; *B* — направление излучения со второй станции, достигающее поверхности Луны; *C* — направление излучения со второй станции, которое из-за рефракции атмосферы Земли проходит мимо Луны

от частоты). При аномальных состояниях атмосферы приведенные значения углов преломления могут быть превышены. В последнем случае может возникнуть такая ситуация, когда излучение с Земли проходит мимо Луны, а при высоком расположении слоя *E* ионосферы вообще не покидает поверхности Земли. Поэтому использование остронаправленных антенн диктует необходимость специальных мер, направленных на то, чтобы «не потерять» Луну (см. рис. 4.30).

10. Радиоволна, проходя атмосферу Земли, испытывает влияние эффекта Доплера: на частоте 144 МГц доплеровское изменение частоты составляет 14 Гц, а на частоте 432 МГц — 3 Гц. Точное значение доплеровского сдвига определяется как угломестной ориентацией направления излучения антенны, так и свойствами атмосферы (главным образом, тропосферы). Самой собой разумеется, что и отраженная от поверхности Луны волна подвержена влиянию эффекта Доплера. Однако надо иметь в виду, что во втором случае знак изменения частоты противоположен знаку изменения частоты, вызванного влиянием атмосферы Земли. Поэтому не исключено возникновение ситуации, когда результирующий частотный сдвиг будет равен нулю.

11. Радиоволна, проходящая ионосферу, под действием магнитного поля Земли изменяет плоскость поляризации (*эффект Фарадея*). Поворот плоскости поляризации зависит от длины пути в ионосфере, т. е. от угломестного положения Луны, а также от квадрата частоты (рис. 4.31). Например, для $f=144$ МГц при низком положении Луны ($\alpha=10°$) поворот плоскости поляризации равен 3 360°, т. е. составляет девять полных оборотов и плюс еще 120°. Поворот плоскости поляризации для частоты $f=1296$ МГц составляет 41,5°. Еще раз подчеркнем, что этот параметр сильно зависит от условий распространения в ионосфере, которые, как уже известно, подвержены циклическим изменениям в пределах суток.

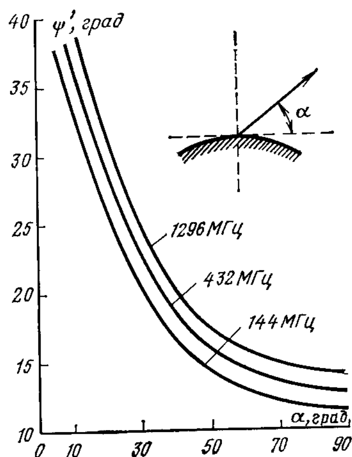


Рис. 4.31 Поворот плоскости поляризации из-за эффекта Фарадея, зависящий от угла ориентации антенны α и частоты излучения; для 1296 МГц $\psi=1\times\psi'$, для 432 МГц $\psi=10\times\psi'$, для 144 МГц $\psi=100\times\psi'$

Анализируемый эффект необходимо учитывать при проектировании антенных устройств для линий радиосвязи, использующих отражение от Луны. Так, например, при использовании обеих антенн с линейной поляризацией пренебрежение эффектом Фарадея может привести к существенному снижению уровня сигнала. Если применить хотя бы одну антенну с регулируемой ориентацией поляризации (например, приемную антенну), то можно получить ощутимый выигрыш в уровне принимаемого сигнала. Именно по этой причине на таких линиях радиосвязи используются антенны с круговой поляризацией, так как радиоволна с круговой поляризацией не подвержена влиянию эффекта Фарадея.

Можно принять комбинированное решение: одна антенна с круговой поляризацией, а другая с линейной. Эта комбинация позволяет устранить вредное влияние эффекта Фарадея, однако при этом, естественно, уровень принимаемого сигнала уменьшается на 3 дБ.

4.4. Энергетический баланс линий радиосвязи

Конечной целью построения линии радиосвязи является установление устойчивой связи (односторонней или двусторонней), которая определяется следующими факторами: параметрами передатчика и передающей антенны, свойствами пространства, в котором распространяется радиоволна, параметрами приемной антенны (включая линию питания) и приемного устройства.

Передающее устройство характеризуется мощностью передатчика $P_{пер}$, которая лимитируется правилами радиолюбительской связи. Приемное устройство обычно имеет ограниченную полосу пропускания, определенный уровень мощности собственных шумов. Кроме того, сигнал на входе приемника имеет определенный уровень внешних шумов. Антенное устройство характеризуется коэффициентом усиления, зависящим от используемой антенны. С увеличением коэффициента усиления антенны, как правило, снижается уровень внешних шумов.

Достаточно очевиден тот факт, что при лимитированном уровне мощности передатчика успех в установлении устойчивой радиосвязи во многом связан с оптимальным выбором конструкции антенны, которая должна обеспечить необходимые характеристики: усиление, уровень бокового излучения, согласование с линией питания.

Рассмотрим энергетический баланс на примере линии радиосвязи с помощью отражения от поверхности Луны. Эту линию радиосвязи выбираем по двум причинам. Во-первых, энергетический баланс на этой линии весьма «напряжен», во-вторых, в рассматриваемом случае при расчете энергетического баланса учитываются почти все факторы, которые в той или иной мере фигурируют в расчете других линий радиосвязи.

На основании информации, приведенной в предыдущих параграфах, расчет энергетического баланса выбранной нами линии радиосвязи будет проводиться по следующей схеме:

1) расчет затухания на трассе «Земля—Луна—Земля» и расчет шумов космического пространства;

2) расчет шумов на входе приемника и выбор чувствительности приемника;

3) составление энергетического баланса мощности и выбор параметров используемых антенн.

Затухание и шумы космической трассы. При расчетах затухания на рассматриваемой трассе можно воспользоваться графиками. приведенными на рис. 4.32, предполагая, что от поверхности Луны отражается 7...10% падающего на нее излучения. Например, из графиков рис. 4.32 следует, что при мощности передатчика 500 Вт для частоты $f=432$ МГц уровень отраженного от поверхности Луны сигнала на входе приемника составляет —235 дБ (относительно 1 Вт), если используются изотропные антенны. Для меньших частот затухание на трассе несколько уменьшается. Так, например,

для частоты $f=144$ МГц при той же мощности передатчика уровень сигнала на входе приемника составит —225 дБВт.

Кроме полезного сигнала, т. е. сигнала, отраженного от поверхности Луны, антенна принимает тепловые шумы космического пространства, а также шумы атмосферы и поверхности Земли.

Шумы космического пространства при использовании изотропных антенн можно определить через мощность $P_{ш.к}$, приходящуюся на 1 Гц полосы пропускания приемника, либо с помощью *эквивалентной шумовой температуры* $T_А$, которую создает эквивалентное сопротивление $R_А$, подключенное на вход приемника. Введение понятия шумовой температуры, как показал опыт, в значительной мере упрощает проведение подобных расчетов.

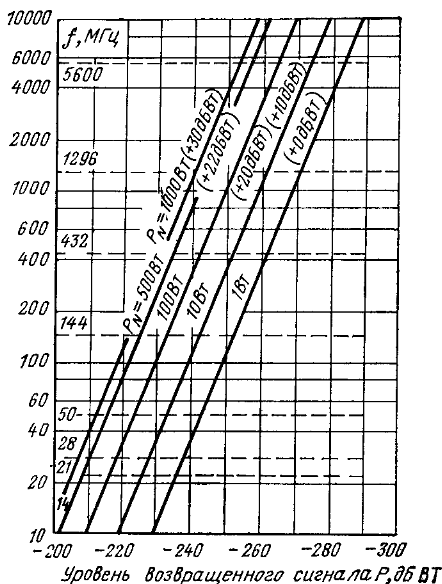


Рис. 4.32. Номограммы для расчета уровня сигнала, отраженного от Луны и принятого на Земле (построены в предположении, что от поверхности Луны отражается 7% падающей на нее мощности)

Уровень мощности космических шумов определяется как направлением, по которому ориентирован максимум диаграммы направленности антенны, так и частотой, на которой происходит измерение шумов. Известно несколько мест в Галактике, которые имеют повышенную шумовую температуру: Солнце, Млечный путь (особенно созвездие Кассиопея), планеты и Луна. Остальная область небесной сферы имеет малое значение шумовой температуры. На рис. 4.33 приведены значения шумовой температуры космического пространства. Шумовая температура космического пространства ограничена двумя линиями: верхняя линия соответствует шумовой температуре «горячих» точек небесной сферы при использовании антенн с усилением $G=30$ дБ, нижняя линия определяет шумовую температуру холодных областей небесной сферы.

Антенны с малым усилением «видят» горячие объекты на холодном фоне и поэтому регистрируют среднюю температуру. При использовании антенны с большим усилением влияние холодного фона пространства резко уменьшается, и поэтому шумовая температура антенны определяется шумовой температурой того участка небесной сферы, на который ориентирован максимум диаграммы направленности антенны.

Пример. Шумовая температура Луны при использовании антенн с усилением $G=40$ дБ ($\alpha=1{,}5°$) составляет $T_ш=30$ К, а при использовании антенн с усилением $G=50$ дБ ($\alpha=0{,}5°$) — $T_ш=250$ К.

Из приведенных графиков видно, что температура космических шумов на частоте 144 МГц составляет примерно 170 К, а в диапазоне 432 МГц — примерно 10 К. При работе в диапазоне 1296 МГц влиянием космических шумов можно пренебречь, однако для данного частотного диапазона необходимо учитывать шумы атмосферы.

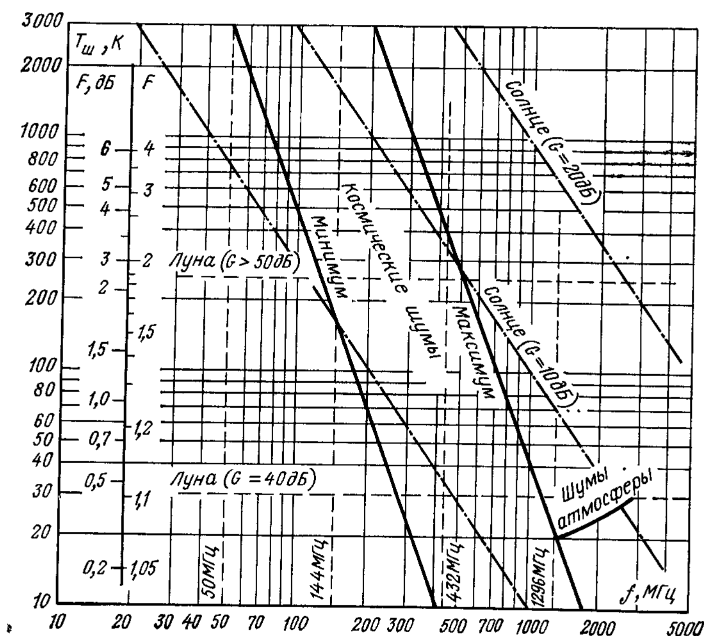


Рис 4 33 Зависимость шумовой температуры космического пространства от частоты (вторая координатная ось служит для перевода коэффициента шумов, заданных в относительных единицах, в децибелы)

Шумы атмосферы зависят от частоты и длины пути, который проходит радиоволна в атмосфере. В эти же шумы обычно включают и шумовую температуру Земли ($T = 290$ К). Расчет влияния последнего фактора надо проводить с учетом того, каким образом антенна освещает поверхность Земли. Например, при излучении антенны в зенит поверхность Земли освещается только задними лепестками диаграммы и поэтому шумовая температура антенны весьма мала. В противоположной ситуации, т. е. тогда, когда диаграмма направленности ориентирована вдоль поверхности Земли, шумовая температура антенны резко возрастает.

Отметим, что различная шумовая окраска небесной сферы может быть использована (и с успехом используется) для настройки радиостанции и определения ее параметров. Например, даже при использовании приемника со средней чувствительностью можно зарегистрировать изменение уровня шума на выходе приемника при прохождении максимума диаграммы направленности приемной антенны через Солнце.

Большой уровень космических шумов в диапазоне 144 МГц (по сравнению с шумами в диапазоне 432 МГц) является одной из причин, по которой радиолюбители, решившие заняться установлением радиосвязи с помощью отражения от поверхности Луны, выбирают для этих целей диапазон 432 МГц.

Шумы системы «приемник—линия питания—антенна». Анализируемая схема показана на рис 4 34. Антенна принимает одновременно и полезный сигнал, и шум космического пространства $P_{ш\,к}$, имеющего эквивалентную температуру $T_А$. Из-за собственных потерь

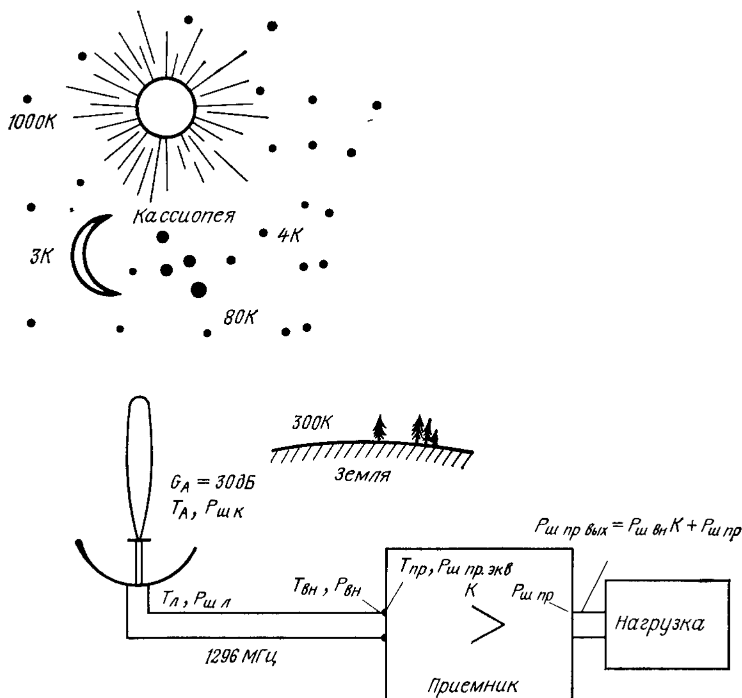


Рис 4 34 Шумы в системе «антенна — линия питания — приемник»

в антенне и в линии питания возникают дополнительные шумы, характеризуемые температурой $T_п$, которые совместно с космическими шумами воздействуют на вход приемника, создавая результирующую мощность шума $P_{ш\,р}$. К этим шумам необходимо прибавить собственные шумы приемника.

1. Мощность шумов $P_ш$, Вт, определяется через температуру следующим образом:

$$P_ш = k T_ш B, \tag{4 11}$$

где k — постоянная Больцмана, равная $1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град, $T_ш$ — эквивалентная температура шумов в кельвинах; B — ширина полосы приемника на входе детектора, Гц.

На практике для сравиеиия различных систем используют мощность шумов, приходящихся на 1 Гц полосы приемника. Диаграмма, приведенная на рис. 4.35, упрощает пересчет уровня шумов $P_ш$ при известиой шумовой температуре $T_ш$.

2. На практике зачастую в качестве эталона используют уровень шумов, соответствующих $T_ш=290$ К, т. е. 17°С. Из рис. 4.35 следует, что этот уровеиь шумов составляет $4\cdot10^{-21}$ Вт/Гц, что соответствует —204 дБ. Уровень шумов обычно используемых антенн и приемников соизмерим с указанным эталоном.

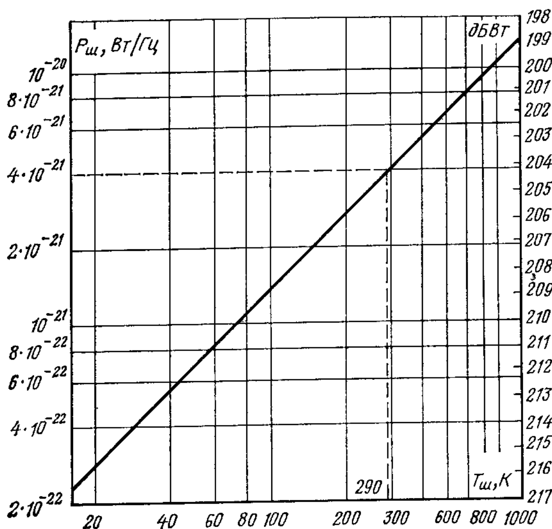


Рис. 4.35. Номограмма для определения уровня шумов $P_ш$ по шумовой температуре $T_ш$

3. Собственные шумы приемника определяются конкретным выполиением самого приемника и в основном схемой и используемыми элемеитами входного каскада приемника. Шумы приемника могут быть перссчитаны к эквивалентиой мощности шумов на его входе $P_{ш.пр.экв}$:

$$P_{ш.пр.экв}=P_{ш.пр}/K, \tag{4.12}$$

где K — коэффициент усиления приемника (по мощности) Изменение шумовой температуры собственных шумов приемника в зависимости от частоты для различных схем выполнения входного каскада приведеио на рис. 4.36.

4. Так как источники, вызывающие появление различных компоиеит шума, ие когереитные, результирующая мощность шумов является арифметической суммой мощностей отдельных компонеит. Однако проще производить подсчет суммариых шумовых температур всех источников шумов:

$$T_{рез}=T_A+T_л+T_{пр}=T_{вн}+T_{пр}, \tag{4.13}$$

где $T_А$ — эквивалентные шумовые температуры соответственно антенны; $T_л$ — линии питания; $T_{пр}$ — приемника; $T_{вн}$ — внешних шумов.

5. Идеальная линия питания без потерь при $T=0$ К не вносит дополнительных шумов в систему. Реальная линия питания вносит собственные шумы, а также ослабляет полезный сигнал и несколь-

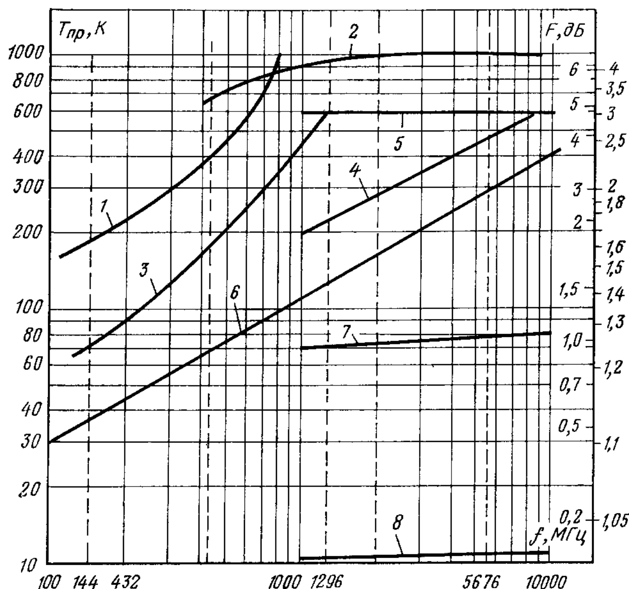


Рис. 4 36 Зависимость шумовой температуры приемника от частоты при различном выполнении входного каскада приемника:
1 — на электронной лампе, 2 — смесительный диод, 3 — на современном транзисторе, 4 — на лампе бегущей волны; 5 — на туннельном диоде; 6 — параметрический усилитель; 7 — мазер, охлажденный жидким азотом; 8 — мазер, охлажденный жидким гелием

ко снижает температуру шумов антенны. Результирующий эффект влияния линии питания заключается в том, что на ее конце отношение сигнал/шум уменьшается. Эквивалентная шумовая температура линии питания определяется ее длиной, затуханием и коэффициентом стоячей волны:

$$T_л = T_0\left[\operatorname{ch} 2\alpha l + 0{,}5\left(K_{ст\,U} + 1/K_{ст\,U}\right)\operatorname{sh} 2\alpha l - 1\right] = k_t T_0, \qquad (4.14)$$

где l — длина линии; α — затухание на единицу длины; $K_{ст\,U}$ — коэффициент стоячей волны; T_0 — температура окружающего пространства.

На рис. 4 37 приведены графики для определения коэффициента k_t, позволяющего с помощью формулы (4 14) определить эквивалентную шумовую температуру линии питания.

Пример. Линия (температура окружающего пространства $T_0=290$ К) подключена к антенне и приемнику и имеет $K_{ст\,U}=1$

и $A=\alpha l$: а) A=0,2 дБ, б) A=1 дБ, в) A=6 дБ. Для заданных значений A с помощью графика на рис. 4.37 определяем соответствующие шумовые температуры. Получаем, что: а) $T_л$=11,5 К, б) $T_л$=78 К, в) $T_л$=870 К.

Из данного примера видно, что использование приемника с малым значением собственных шумов (например, с параметрическими усилителями, для которых $T_{пр}$=40 К для частоты 432 МГц)

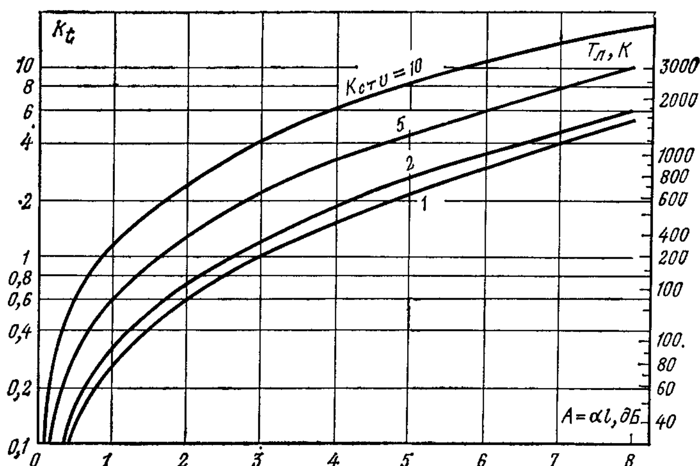


Рис. 4.37. Зависимость относительной K_t и абсолютной $T_л$ шумовой температуры от затухания в линии питания A для различных значений $K_{ст\,U}$ Шкала $T_л$ приведена в предположении, что температура внешнего пространства равна 290 К

при больших уровнях потерь в питающих линиях (A=6 дБ, $T_л$= =870 К) вряд ли оправдано. Из примера вытекает и другой вывод — необходимо стремиться к созданию линий питания с малым уровнем потерь. Этот вывод становится более очевидным, если выпишем шумовые температуры обеих составляющих внешних шумов, т. е шумов антенны и шумов линии питания. Предположим, что антенна ориентирована на Луну, т. е. $T_А$=10 К. В этой ситуации эквивалентная температура внешних шумов равна соответственно: а) $T_{вн}$=10+11,5=21,5 К; б) $T_{вн}$=10+78=88 К; в) $T_{вн}$=10+870= =880 К.

Приведенные значения $T_{вн}$ свидетельствуют о том, что вследствие затухания в линии питания отношение сигнал-шум на выходе линии ухудшается соответственно в 2, 9 и 88 раз по сравнению с отношением сигнал-шум на входе линии питания.

6. Как было показано ранее, приемник вносит собственные шумы, которые суммируются с внешними шумами. Мощность шумов на выходе приемника

$$P_{ш.пр.вых}=P_{ш.вн}K+P_{ш.пр}, \qquad (4\ 15)$$

где K — коэффициент усиления приемника (по мощности); $P_{ш\,пр}$ — собственные шумы приемника.

В технике принято определять свойства приемника через *коэффициент шума* F, задаваемый в относительных единицах (децибелах или разах). Коэффициент шума приемника определяется отношением полной мощности шумов, выделяемой в нагрузке на выходе приемника, к той части мощности шумов на выходе, которые обусловлены шумами внешнего источника, имеющего температуру $T_{вн}=290$ К:

$$F = P_{ш.пр.вых}/P_{ш.вн}K = (P_{ш.вн}K + P_{ш.пр})/P_{ш.вн}K =$$

$$= 1 + P_{ш.пр}/P_{ш.вн}K \qquad (4.16а)$$

или в децибелах

$$F_{дБ} = 10 \lg F. \qquad (4.16б)$$

Идеальный приемник не вносит собственных шумов, т. е. $P_{ш\,пр}=0$ или $F=1$. В идеальном приемнике $P_{ш\,пр\,вых}=P_{ш\,вн}K$, что соответствует K-кратному усилению мощности шумов внешнего источника. В реальном приемнике мощность шумов на выходе увеличена за счет собственных шумов приемника, и поэтому $F>1$. Дополнительные шумы на выходе приемника можно пересчитать к его входу:

$$F = 1 + P_{ш.пр}/P_{ш.вн}K = 1 + T_{пр}/T_{вн}. \qquad (4.17)$$

Шумы приемника принято относить к стандартным условиям, т. е. $T_{вн}=T_0=290$ К. Таким образом, собственные шумы приемника можно определить через шумовое сопротивление приемника $T_{пр}$, подключенное на вход приемника:

$$T_{пр} = 290\,(F - 1)\ К. \qquad (4.18)$$

Для расчета $T_{пр}$ можно пользоваться шкалами перехода от T К к $F_{дБ}$, приведенными на рис. 4.33.

7. Чувствительность приемника в диапазоне УКВ принято характеризовать не напряжением на входных зажимах, а мощностью сигнала $P_{с1}$, подведенного к входу приемника, при которой на выходе появляется сигнал с мощностью $P_{с2}$. Отношение выходной мощности к мощности шумов приемника

$$N_2 = P_{с1}/P_{ш.пр}. \qquad (4.19)$$

Собственные шумы приемника $P_{ш\,пр}$ зависят от ширины полосы B приемника (до детектора). Если ширина полосы B больше, чем полоса информационного сигнала, то параметр N зависит от B. В этом случае чувствительность приемника определяется мощностью

$$P_{с1} = 4N_2\,(F - 1)\,B \cdot 10^{-21}. \qquad (4.20)$$

Как следует из приведенной формулы, чем больше ширина полосы B приемника, тем при меньшем уровне входного сигнала достигается мощность выходного сигнала $P_{с2}$.

Поэтому для оценки граничной частоты чувствительности приемника для радиосвязи с помощью отражения от поверхности Луны воспользуемся узкой полосой приемника (до детектора) в пределах от 50 Гц до 1 кГц, что потребует применения стабильного передатчика, кварцевых фильтров, а также учета эффекта Доплера.

Использование специальных фильтров, получивших название акустических, после детектора позволяет реализовать следующее неравенство:

$$B_{пр}/B_{н} < 2N_2, \qquad (4.21)$$

где $B_{пр}$, $B_{н}$ — ширина полосы, Гц, соответственно приемника до детектора и фильтров низкой частоты. Отметим, что при $N_2 < 3$ применение акустических фильтров нерационально.

8. Параметр N_2 характеризует отношение сигнал-шум. Для профессиональных приемников N_2 изменяется в пределах от 20 до 100 дБ. При плохих условиях распространения допускается значение N_2 в несколько единиц децибел, а в ряде случаев довольствуются сигналом, соизмеримым с уровнем шумов.

Исследования показали, что ухо человека может различить прием телеграфных сигналов при скорости 5—10 слов в минуту при $N_2 = -10$ дБ (с вероятностью достоверного приема около 90%). Опытные радиотелеграфисты могут обеспечить прием на слух телеграфных посылок при $N_2 = -13$ дБ, т. е. при отношении мощности сигнала к мощности шумов 1 : 20.

9. На практике более важной оказывается *чувствительность системы в целом*, так как она позволяет характеризовать шумы и антенны, и линии питания, и приемника. Исходя из формулы (4.13), минимальный уровень мощности сигнала можно определить как

$$P_{c\,min} = N_2 k T_c B \qquad (4.22а)$$

либо в децибельной мере

$$P_{c\,min} = N_2 + T_c + B + k = (N_2 + T_c + B - 228{,}6),\ дБ, \qquad (4.22б)$$

где k — постоянная Больцмана.

На графиках рис. 4.38 приведены значения чувствительности приемника $P_{c\,min}$ в зависимости от шумовой температуры системы T_c и ширины полосы B (графики приведены для $N_2 = 1$ дБ или $N = 0$). Пользуясь этими графиками для примера, приведенного в п. 5 настоящего расчета для $T_c = 61{,}5$ К и $B = 100$ Гц, получаем $P_{c\,min} = -190$ дБ (относительно 1 Вт). Если теперь предположить,

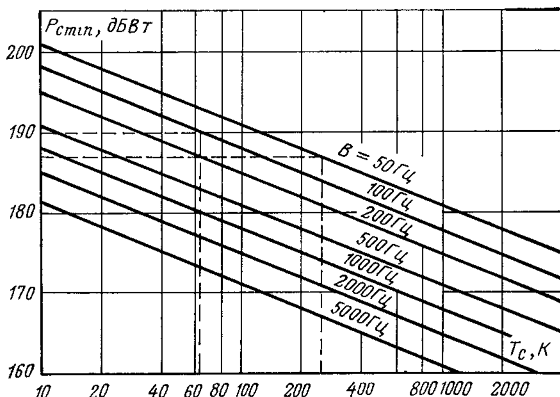


Рис. 4.38. Зависимость $P_{c\,min}$ от T_c и полосы B

что работоспособность системы реализуется при $N_2=10$ дБ, то получим, что $P_{c\ min}=-190+10=-180$ дБ.

Удобно также ввести понятие *рабочего коэффициента шумов системы* F_c, который учитывает шумы антенны, линии питания и приемника:

$$F_c = F - 1 + (T_A + T_л)/T_0. \qquad (4.23)$$

Тогда чувствительность системы в целом, выраженная в ваттах,

$$P_{c\ min} = N_2 F_c k T_0 = N_2 F_c B 4\cdot 10^{-21}$$

или в децибельной мере

$$P_{c\ min} = N_2 + F_c + B - 204,$$

где $P_{c\ min}$ — чувствительность системы, дБ; N_2 — отношение сигнал-шум на выходе приемника, дБ; F_c — рабочий коэффициент шума системы, дБ; B — относительная ширина полосы (отнесенная к 1 кГц), дБ.

Пример. Приемник характеризуется следующими параметрами: $F=1{,}6$ ($+2{,}0$ дБ), ширина полосы 50 Гц ($+17$ дБ). Антенна имеет усиление $G_и=30$ дБ и направлена на Луну: $T_A=4$ К. Линия питания имеет затухание $A=1{,}26$ ($A=1$ дБ). Температура окружающей среды $T_0=290$ К. Необходимо, чтобы $N_2=-10$ дБ (1 : 10). Рассчитаем чувствительность системы $P_{c\ min}$ в децибелах.

Пользуясь результатами расчета, приведенного выше (см. п 5), получаем, что $T_л=78$ К. Следовательно, $F_c=F-1+(T_A+T_л)/T_0=$ $=1{,}6-1+(4+78)/290=0{,}883$ или $-0{,}54$ дБ. Тогда $P_{c\ min}=N_2+$ $+F_c+B-204 = -10-0{,}54+17-204 = -197{,}5$ дБ или $P_{c\ min}=$ $=1{,}7\cdot 10^{-20}$ Вт.

Баланс мощности в системе, выбор усиления антенн. 1. Уровень сигнала, отраженного от поверхности Луны и возвратившегося на Землю, очень мал. Во всяком случае он значительно ниже минимальной чувствительности приемной системы в целом Единственная возможность скомпенсировать разность между чувствительностью системы и уровнем принятого сигнала заключается в использовании антенн с усилиями G_1 и G_2, отличными от усиления изотропного излучателя. Другими словами, необходимо чтобы

$$G_1 + G_2 \geqslant P_{c\ min} - P_0, \qquad (4.24)$$

где P_0 — потери на распространение. В формуле (4 24) все параметры заданы в децибелах.

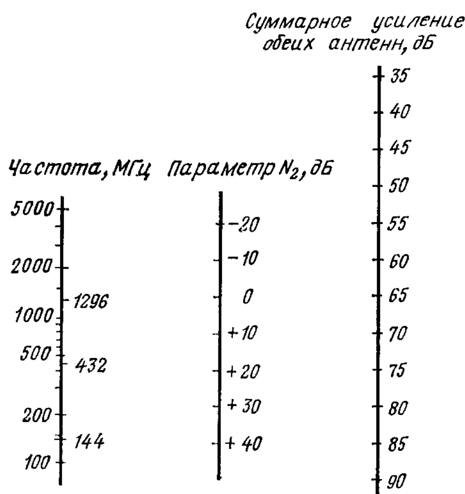
Пример. Выходная мощность передатчика $P_{вых}=630$ дБ ($+28$ дБ). Потери в линии питания составляют 1 дБ. Следовательно, уровень излученной мощности составляет $+28-1=27$ дБ (500 Вт). Для частоты $f=144$ МГц получаем, что мощность сигнала, отраженного от поверхности Луны и возвратившегося на Землю, составляет $P_р=225$ дБ (см. графики на рис. 4.32). Чувствительность приемной системы (см. предыдущие расчеты) $P_{c\ min}=$ $=-197{,}5$ дБ. Таким образом, сумма усилений передающей G_1 и приемной G_2 антенн должна удовлетворять неравенству (4.24):

$$G_1 + G_2 > P_{c\ min} - P_р = -197{,}5 - (-225) = 27{,}5 \text{ дБ}.$$

Следовательно, для рассчитываемой линии радиосвязи можно использовать две антенны, для которых $G_1=G_2=15$ дБ. Такая линия радиосвязи обеспечит отношение сигнал/шум на выходе приемника, равное -10 дБ.

Если хотят получить более устойчивую радиосвязь (что достигается при условии $N_2=0$ дБ), то необходимо применнть антенны с суммарным усилением $G_1+G_2=40$ дБ, т. е. использовать приемную и передающую антенны с усилением у каждой 20 дБ.

На рис. 4.39 приведена номограмма для расчета усиления обеих антенн в зависимости от частоты и параметра N_2 для радиолинии, использующей отражение от Луиы.



Рнс. 4 39. Номограмма для расчета усилення аитеин в зависимости от частоты и параметра N_2 для радиолинии связи с помощью отражения от поверхности Луны (мощиость передатчика 500 Вт, $F=0$ дБ, ширииа полосы прнемника — 100 Гц)

2 Рассмотренный выше метод расчета усиления антенн можно использовать и для других линий радиосвязи, иапример для линий тропосферного рассеяния. В последнем случае иеобходимо воспользоваться формулой

$$P_{\text{пр}} = P_{\text{пер}} - P_{\text{з}}, \qquad (4.25)$$

где $P_{\text{пр}}$ — мощность сигнала, принятого приемником, дБ; $P_{\text{пер}}$ — мощность передатчика, дБ; $P_{\text{з}}$ — затухание иа линии тропосферной радиосвязи, дБ.

ТАБЛИЦА 42

Радиус R действия загоризоитной радиосвязи (мощность передатчика 200 В, потери в линии питания 3 дБ, чувствительность приемиой системы —170 дБ)

Усиленне антени G, дБ	Допустнмое затухание иа трассе, дБ	Радиус действия R, км	
		Приземиая волиа	Тропосферное рассеяние
0	—190	83	260
6	—202	97	400
14	—218	120	550
24	—238	140	750

Затухание иа линии тропосферной радиосвязи зависит от расстояния между станциями-корреспондентами, а также от частоты. На рис. 4.40 приведены графики, позволяющие определнть значение $P_з$ для трасс различной протяженности и различных частот.

Можно эту же задачу рассматривать иначе, а именно: зная коэффициенты усиления приемной G_2 и передающей G_1 антенн, а также мощность передатчика н чувствительность прнемника, определить предельную длину трассы тропосферной радиосвязи. Предполагая, что $P_{пер}=20$ дБ (100 В), $P_{c\ min}=-170$ дБ, $F=2$, $A=3$ дБ, получаем для различных значений усилення антенн предельные расстояння R для трасс тропосферной лннин радиосвязи (табл. 4.2).

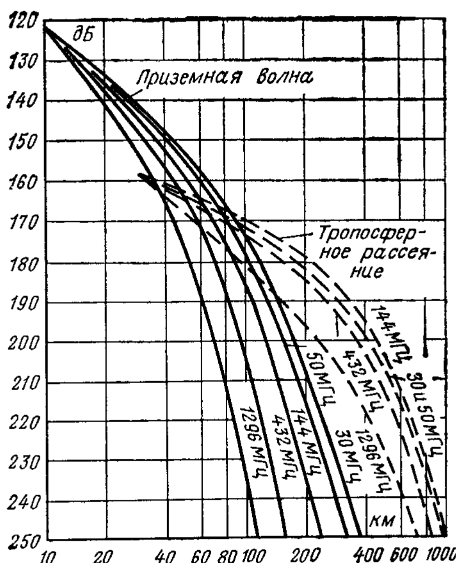


Рис. 4.40. Номограмма для расчета коэффициента затухання иа трассах с использованием приземной радноволны и тропосферного рассеяння

Глава 5

КОРОТКОВОЛНОВЫЕ АНТЕННЫ

Глава 5

КОРОТКОВОЛНОВЫЕ АНТЕННЫ

5.1. Вводные сведения

Представленные в гл. 2, 3 и 4 основные сведения, касающиеся свойств антенн, линий питания и распространения волн, должны быть использованы при выборе типа антенны, правильном ее проектировании, изготовлении и настройке. Для упрощения этих работ в данной главе будут описаны типовые схемы антенн, уже неоднократно опробованных радиолюбителями.

К описаниям антенн, представленных в этой книге (как, впрочем, и в других источниках), надо подходить критически. Дело в том, что свойства антенн зависят от множества факторов, прежде всего от окружающего пространства, проводимости почвы, высоты подвеса антенны, размеров элементов конструкции антенны и т. д.

Выбор коротковолновой антенны. Сразу следует отметить, что среди большого числа известных вариантов антенн КВ имеется большое число разновидностей, которые лишь в незначительной мере различаются между собой по геометрическим размерам, способам выполнения отдельных элементов, а также различным модификациям линии питания.

Антенны можно классифицировать по различным признакам. Например, можно проводить деление на простые и многоэлементные антенны, или на антенны направленные и антенны с широкой диаграммой направленности, или на антенны многодиапазонные и антенны, работающие на одном диапазоне волн.

Отдельные модификации антенн имеют между собой много общего, и поэтому в дальнейшем при описании одной группы антенн будут рассмотрены варианты, которые можно отнести к другой группе антенн.

Необходимо помнить, что антенны характеризуются следующими основными электрическими параметрами: диаграммой направленности, входным сопротивлением, коэффициентом усиления, коэффициентом полезного действия, а также геометрическими размерами: длиной антенны, высотой подвеса антенны.

Схемы некоторых рассматриваемых ниже антенн представляют собой, по сути дела, компромисс между удобством конструкции и хорошими электрическими параметрами.

Простейшая антенна — симметричный полуволновый вибратор, описанный в § 2.3, представляет собой классическую схему антенны, свойства которой хорошо исследованы. Правильно выполненная дипольная антенна имеет высокое значение КПД, однако требует для размещения значительной площади. Механическое укорочение диполя при сохранении его электрической длины приводит к изменению характеристик излучения, появлению в диаграмме направленности нежелательных лепестков, снижению КПД и уменьшению коэффициента усиления.

Узконаправленные антенны обычно состоят из системы диполей. Эти антенны имеют большие геометрические размеры. Правильно спроектированная антенная система имеет КПД не намного меньше, чем КПД простого диполя, и характеризуется большим значением коэффициента усиления.

В радиолюбительских диапазонах используются следующие частоты: 3,5; 7; 14; 21; 28 МГц, а также 144; 432 и 1296 МГц. Отметим, что отношение этих частот составляет ряд 1 : 2 : 4 : 6 : 8, а также ряд 1 : 3 : 9. Это обстоятельство позволяет использовать гармонические антенны, способные работать в нескольких кратных диапазонах одновременно. Однако такое решение зачастую бывает вынужденным и приводит к снижению КПД, ухудшению направленных свойств и вызывает определенные трудности при согласовании антенны с линией питания.

При выборе антенны следует решить и такой вопрос· либо она будет универсальной, либо однодиапазонной От антенны универсальной требуется способность работать в нескольких диапазонах. Универсальную антенну отличают сложная конструкция и несколько худшие значения электрических параметров. Для однодиапазонной антенны характерны более высокие значения параметров.

Перед выбором антенны следует внимательно изучить условия ее расположения и определить место и способ подвеса, способ подведения линии питания, вид заземления. Одним из важных требований является условие, чтобы на расстоянии λ/2 от антенны отсутствовали посторонние металлические предметы, другие антенны или иные электротехнические устройства. Невыполнение этого требования приводит к значительному увеличению уровня помех, что сильно сказывается при работе радиолюбительской станции в режиме приема. Следует помнить и о том, что наличие близко

расположенных металлических предметов больших габаритных размеров может привести к появлению стоячей волны.

Также следует иметь в виду, что наличие в антенне плохих электрических контактов может привести к нелинейному взаимодействию электромагнитной волны собственного передатчика с «посторонней» волной, имеющей высокий уровень, и излученной, например, местной вещательиой станции. В результате нелинейного преобразования двух частот возникает излучение на совершенно новой частоте, что является причиной появления сигнала-помехи.

Антенная система для дальней связи. Проблема выбора наилучшей антенны для дальней связи была и остается до сих пор предметом многочисленных исследований и споров. Из публикаций иа эту тему можно сделать следующие выводы.

1. Параметрами, влияющими на радиус действия антенны (в предположении, что приемник выполнен на высоком радиотехиическом уровне, работает хороший оператор и т. п.), являются мощность, подведенная к антенне; усиление антенны; высота размещения антенны.

2. При использовании горизонтальной поляризации влияние земли на параметры антенны сказывается меньше, чем при использовании вертикальной поляризации (см. § 2.3). Для вертикальных антенн особое значение имеет хорошая проводимость почвы вблизи антенны. Проводимость можно зиачительно улучшить, закопав в землю провода заземления длиной около 0,4λ. Коэффициент полезного действия рассматриваемой антенны в большой степени зависит от числа проводов заземления (табл. 5.1).

ТАБЛИЦА 5.1

Зависимость КПД и входного сопротивления четвертьволнового вертнкального диполя от числа проводов заземления

Число проводов заземления n	КПД η, %	Входное сопротивление R_A, Ом
2	12	70
15	46	47
60	64	39
113	88	37
∞	100	37

3. Вертикальная антенна излучает волну, которая испытывает сильное затухание при распространении над поверхностью земли (рис. 5.1). Ближний к земле максимум диаграммы направленности соответствует углам 5°...15°. Напомним, что для радиосвязи на дальние расстояния требуемые значения угла максимального излучения антенны значительно меньше указанных (рис. 4.21).

4. Вертикальной антенне в связи с круговой симметрией диаграммы направленности в горизонтальной плоскости свойствен при приеме большой уровень помех (атмосфериых, промышленных помех от других станций и т. п.). Уровень помех прн приеме на горизонтальную антенну несколько ниже, чем объясняется направленностью антенны в горизонтальной плоскости.

5. Простота конструкции аитенны, выполиеиной в виде вертнкальных вибраторов, является, по-виднмому, основиой причниой того, что именно этот тип антенн особо распространеи средн радиолюбителей, осуществляющих радносвязь на большие расстояння.

6. Антенна, состоящая из горизонтальных вибраторов, имеет больший уровень излучения в горизонтальной плоскости. Это обстоятельство приводит к появлению, помимо прямой волны, волны, отраженной от поверхности земли. Для некоторых значений углов в вертикальной плоскости отраженная волна складывается синфазно с прямой волной, что приводит к росту напряженности резуль-

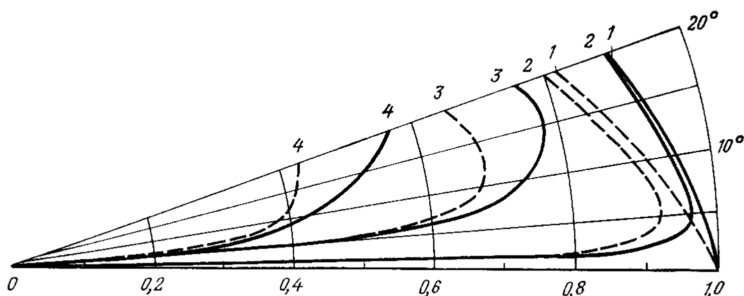


Рис. 5.1. Распределение в вертикальной плоскости мощности излучения вертикальных диполей:
——— четвертьволнового, — — — полуволнового, расположенных над средами с различными свойствами:
— идеальный экран; 2 — морская вода; 3 — почва с большой проводимостью;
— почва с малой проводимостью

ирующего поля. Чем больше высота h подвеса антенны над поерхностью земли, тем меньшим значениям α вертикального угла оответствуют направления, в которых происходит синфазное сложение прямой и отраженной волн, т. е. лучшие условия для дальей радиосвязи.

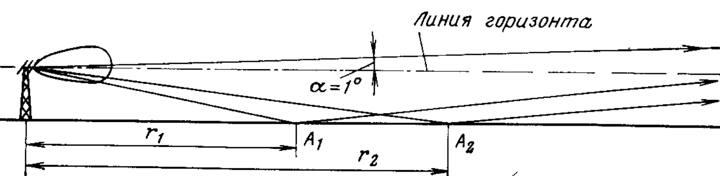
Как следует из рис. 5.2, между h, α и λ существует зависиость

$$\alpha = \lambda/4h. \quad (5.1)$$

Можно показать, что границы области, которая лежит между очками A_1 и A_2 и при отражении от которой возникают наиболее ыгодные условия для осуществления дальней радиосвязи, опреляются формулами

$$= (h/\operatorname{tg}\alpha)\left(3 - 2\sqrt{2}/\cos\alpha\right); \quad r_2 = (h/\operatorname{tg}\alpha)\left(3 + 2\sqrt{2}/\cos\alpha\right). \quad (5.2)$$

Желательно, чтобы в области A_1—A_2 поверхность земли не мела больших неровностей. Допустимый перепад высот в этой бласти должен подчиняться условию (4.8). Кроме того, необхомо, чтобы область, соответствующая первой зоне Френеля, отно-



с. 5 2. Между точками A_1 и A_2 расположена область, при отражении от орой возникают наиболее выгодные условия для дальней радиосвязи

сительно антенн и точек A_1 и A_2, была свободна от посторонних предметов, строений, леса и т. п.

В диапазоне $\lambda=20$ м оптимальный угол для дальней радиосвязи $\alpha=1°$, что требует установки антенны на высоте $h=300$ м и наличия плоской поверхности на расстоянии от $r_1=2,7$ км до $r_2=$ $=93$ км. Такие условия на практике можно выполнить только при установке антенны на высокой горе, расположенной на берегу моря или другого протяженного водного бассейна.

7. Напомним, что раньше было введено понятие действующей мощности излучения антенны $P_д=P_0G$. Используя отраженную волну, можно добиться дальнейшего повышения действующей мощности излучения антенны (при отражении от плоской поверхности земли предельное значение «прибавки» составит +6 дБ).

8. Наиболее целесообразно устанавливать антенны на высоте (0,5...1,5)λ. Для больших значений h положительный эффект, связанный с отражением от земли, уменьшается в связи с появлением многолепестковой структуры результирующей диаграммы направленности антенны в вертикальной плоскости.

5.2. Гармонические антенны

Гармонические антенны — это линейные антенны, длина которых кратна некоторому числу n полуволн. Простейшей гармонической антенной является полуволновый диполь, для которого $n=1$.

Ранее уже говорилось о том, что физическая и электрическая длины антенн отличаются друг от друга. Резонансная длина гармонической антенны

$$l=150(n+K-1)/f, \qquad (5.3)$$

где l — длина антенны, м; n — число полуволн ($n=1$, 2, 3, ...); K — коэффициент укорочения, зависящий от отношения λ/d (см. график на рис. 2.80); f — резонансная частота, МГц.

Так как частоты, выделенные радиолюбителям для связи, представляют собой гармонический ряд 1 : 2 : 4 : 6 : 8, то гармоническая антенна, сконструированная для работы на низшей частоте радиолюбительского диапазона, оказывается практически настроенной в резонанс и для высших частот (рис. 5.3). Принимая во внимание значения коэффициента укорочения $K=0,95$, получим значения резонансных частот гармонической антенны (табл. 5.2).

Из таблицы следует, что из-за эффекта укорочения нельзя добиться полного совпадения резонансной полосы антенны и полосы радиолюбительского диапазона для всех n. Поэтому в диапазонах

ТАБЛИЦА 5.2

Ряд резонансных частот гармонической антенны

n	f_n/f_1	Резонансная полоса антенны, МГц	Радиолюбительский диапазон, МГц
1	1,000	3,42... 3,60	3,50... 3,75
2	2,053	7,02... 7,39	7,00... 7,15
4	4,158	14,22...14,97	14,00...14,35
6	6,263	21,42...22,55	21,00...21,45
8	8,368	28,62...30,13	28,00...29,70

3, 5, и 7,0 МГц длина антенны несколько больше резонансной, а в диапазоне 21 МГц и 28 МГц — меньше (рис. 5 4).

Если же использовать одну антенну во всех диапазонах, то придется согласиться с большим значением $K_{ст\,U}$ в линии питания. Снижения $K_{ст\,U}$ посредством настройки антенны в резонанс можно достичь иесколькими методами, которые будут рассмотрены ниже.

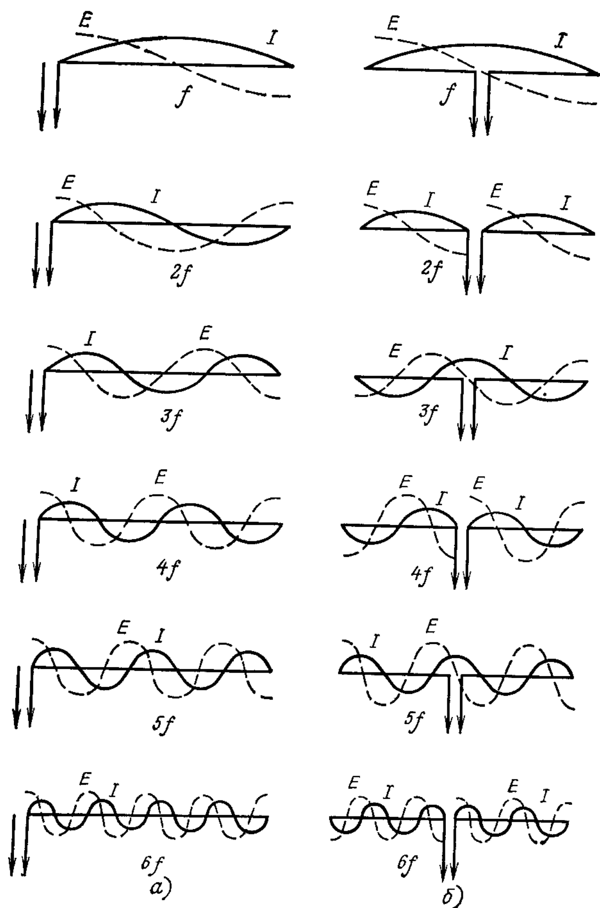


Рис. 5.3. Распределенне тока н напряжения в гармоиической антенне:
а — асимметричное; *б* — снмметричное питаиие

Гармоническую аитенну можно возбуждать несколькими способами. Питаиие к ней может быть подведено в точках, которым соответствует пучность тока (чаще всего симметрично), или в точках, которым соответствует пучность напряжения (чаще несимметрично — на конце диполя). Первый способ получнл название пита-

ния антенны током, а второй — питания напряжением. Способ питания (симметричный) влияет на характер распределения тока в антенне и, следовательно, сказывается на направленных свойствах антенны (см., например, рис. 3.68).

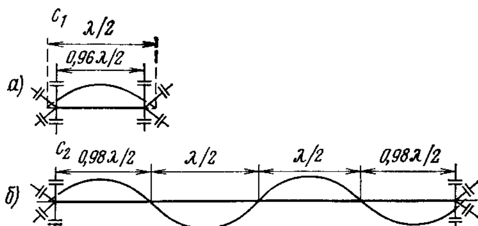


Рис. 5 4 Влияиие торцевых емкостей иа распределение тока в гармоиической антеиие:
а — полуволиовый диполь; *б* — двухволновый вибратор

В гармонических антеннах при увеличении числа полуволн, укладывающихся по длине антенны, направление максимального излучения приближается к оси антенны, однако никогда не совпадает с ней.

Одновременно с увеличением числа *n* растет уровень главных лепестков (по сравнению с боковыми), увеличивается число боковых лепестков. Главных лепестков в диаграмме четыре. Число боковых лепестков зависит от *n*. Общее число лепестков диаграммы в одном квадранте равно отношению l/λ, где l — длина антенны.

На рис. 5.5 приведены диаграммы направленности гармонических антенн, соответствующие различным длинам горизонтальной гармонической антенны. Эти диаграммы приведены для горизонтальной плоскости. Характеристики направленности в вертикальной плоскости, проходящей через ось антенны, подобны приведенным на рис. 5.5. Соседние лепестки диаграммы направленности имеют противоположные фазы, что на диаграммах показано знаками + и —. Появление волны, отраженной от поверхности земли, приводит к изменению диаграммы направленности в вертикальной плоскости.

Рисунок 5 6 иллюстрирует основные свойства гармонической антенны, расположенной в свободном пространстве. На практике этими данными следует пользоваться, если высота подвеса антенны превышает две длины волны. Влияние земли на направленные свойства горизонтального полуволнового диполя рассматривалось ранее (см. рис. 2.73). Эти данные позволяют в определенной степени составить представление о том, каким образом земля влияст на направленные свойства других гармонических антенн.

На рис. 5.6*а* приведены графики, позволяющие определить, каким образом при изменении длины гармонической антенны изменяются ориентация главного лепестка диаграммы (относительно оси антенны), усиление антенны и ее сопротивление излучения.

С помощью графиков, приведенных на рис. 5.6*б*, можно определить, каким угловым направлениям (относительно оси антенны) соответствуют максимальные и минимальные уровни излучения антенны и каким образом изменяются эти угловые направления при изменении длины антенны.

Графики, представленные на рис. 5.6*в*, позволяют вычислить относительный уровень излучения любого лепестка диаграммы направленности антенны произвольной длины.

На рис. 5.7*а—в* приведены схемы расположения асимметричных гармонических антенн. У этих антенн в результате влияния земли и асимметричного способа питания характеристики направленности также становятся асимметричными (рис. 5.7*г*). Уровень

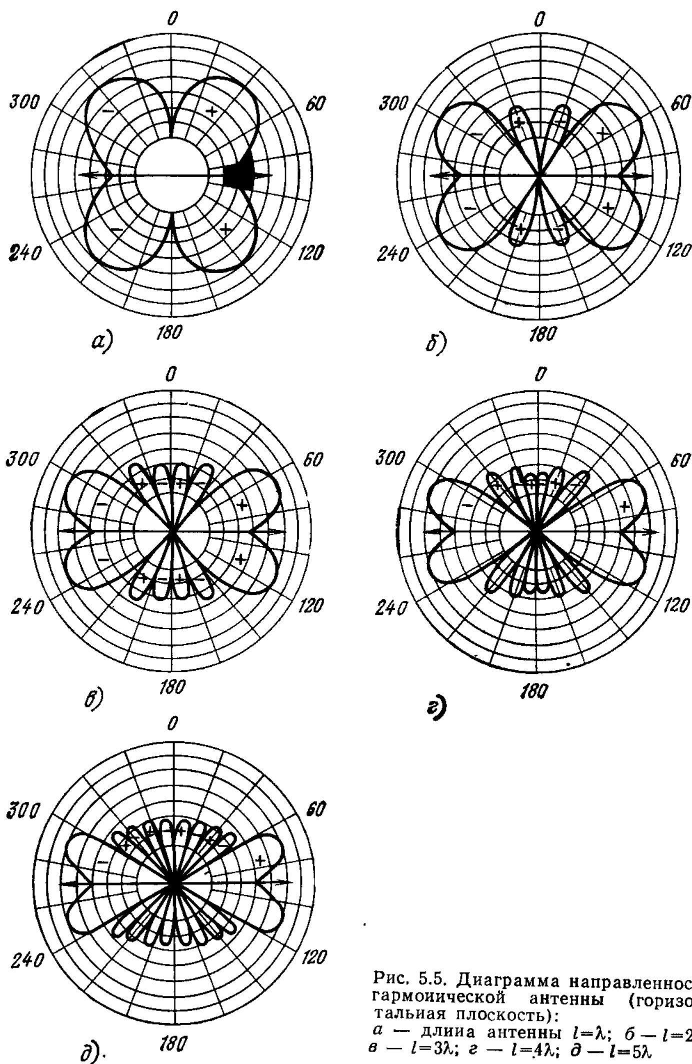


Рис. 5.5. Диаграмма направленности гармонической антенны (горизонтальная плоскость):
а — длина антенны $l=\lambda$; *б* — $l=2\lambda$; *в* — $l=3\lambda$; *г* — $l=4\lambda$; *д* — $l=5\lambda$

излучения в направлении «место питания — антенна» возрастает, а в противоположном направлении — уменьшается.

На основе данных, приведенных на рис. 5.6, можно определить те угловые направления, в которых будет излучаться наибольший

уровень энергии. Путем наклона оси антенны (см. рис. 5.6*а*, *б*) можно целенаправленно менять направление максимального излучения.

Если вместо одной гармонической антенны использовать несколько, то применяя определенные схемы их питания, можно полу-

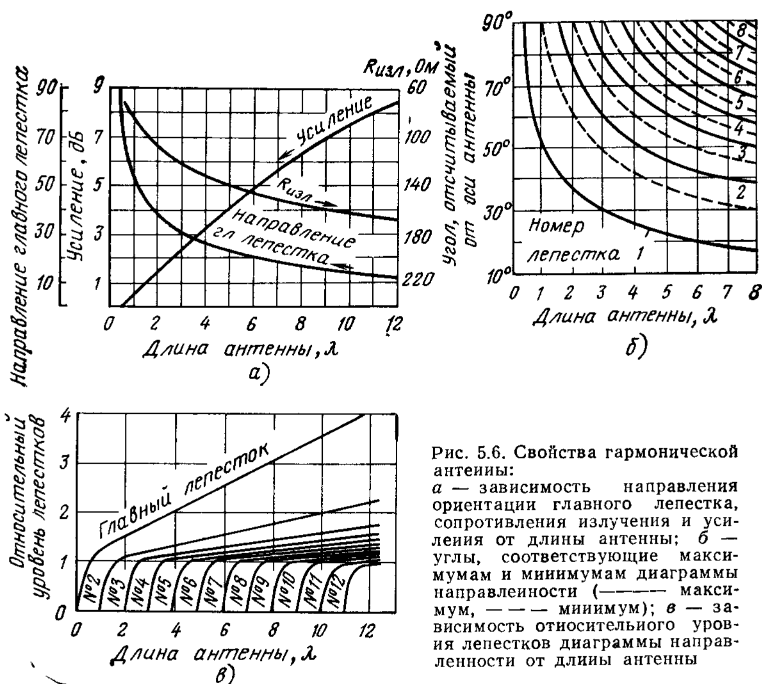


Рис. 5.6. Свойства гармонической антенны:
а — зависимость направления ориентации главного лепестка, сопротивления излучения и усиления от длины антенны; *б* — углы, соответствующие максимумам и минимумам диаграммы направленности (——— максимум, — — — минимум); *в* — зависимость относительного уровня лепестков диаграммы направленности от длины антенны

чить антенную систему, которая будет иметь большую направленность излучения. Изменяя фазу возбуждения различных гармонических антенн, входящих в состав антенной системы, можно изменять направление максимального излучения.

Отметим, что гармоническая антенна по своим характеристикам излучения приближается к антеннам бегущей волны, которые будут рассмотрены ниже (см. § 5.3).

Полуволновые антенны. Эти антенны предназначены для работы в одном диапазоне. Как правило, они имеют хорошее согласование с линией питания, что достигается, например, регулировкой длины антенны для достижения резонанса в требуемом интервале частот любительского диапазона.

Основные свойства таких антенн и их схемы были рассмотрены ранее: полуволновый диполь, возбуждаемый симметричной линией — см. § 3.2; петлевой диполь и более сложные петлевые антенны (см. рис. 3.5); диполь, возбуждаемый с помощью четвертьволнового трансформатора (см. рис. 3.6); диполь, возбуждаемый с помощью омега-трансформатора (см. рис. 3.10); диполь, возбуждаемый с помощью гамма-трансформатора (см. рис. 3.9).

В дополнение к этим схемам рассмотрим еще несколько вариантов выполнения полуволновых антенн.

Полуволновая антенна, возбуждаемая двухпроводной линией в ленточном диэлектрике. На рис. 5.8 дано схематическое изображение полуволновой антенны,

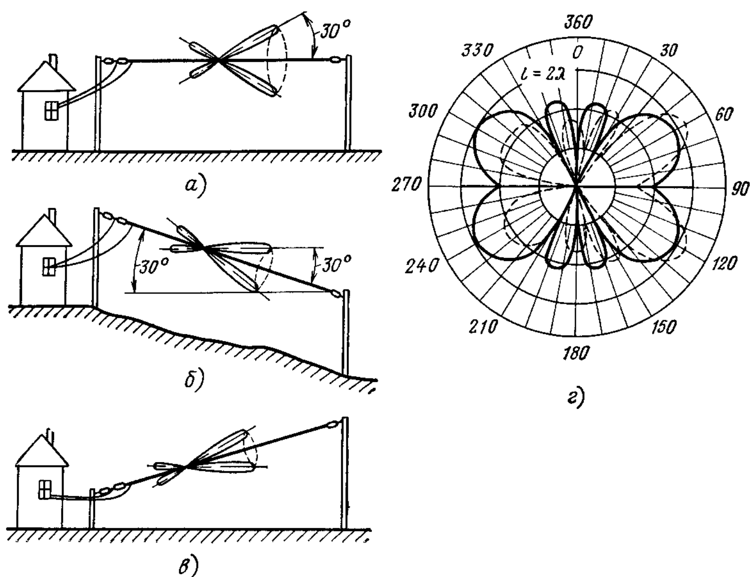


Рис. 5 7. Изменение ориентации главного лепестка диаграммы направленности асимметричной гармонической антенны при различной ориентации оси антенны:

а, б, в — схемы расположения антенны; *г* — влияние асимметричного питания на направленные свойства антенны в горизонтальной плоскости; ——— симметричное, — — — асимметричное питание

длина которой l рассчитывается по формуле (5.3) при условии, что $n=1$. Например, для частоты $f=14$ МГц, длина диполя составляет 10 м. Линию питания можно выполнить в виде двухпроводной линии в ленточном диэлектрике. Для этих целей может быть использован двухпроводный шнур, предназначенный для питания электроприборов. Следует иметь в виду, что такому проводу свойственны большие потери. Но данное обстоятельство в большой степени окупается простотой схемы согласования и доступностью приобретения провода. Ранее (см. § 2.2) было показано, при каких условиях получается двухпроводная линия с волновым сопротивлением $Z_0=60...100$ Ом.

Входное сопротивление антенны такой конструкции во многом определяется высотой подвеса антенны над землей (см. рис. 2.86). Возможность дополнительной подстройки антенны по согласованию достигается разведением концов линии питания на некоторый угол, что напоминает устройство дельта-трансформатора. Настройка антенны и линии питания обычно производится путем контролирования $K_{ст\,U}$. Такая схема требует симметричного возбуждения линии

питания, что достигается использованием или индуктивной связи с выходным каскадом передатчика, или специальных симметрирующих устройств (см. § 3.4).

Диполь, возбуждаемый с помощью коаксиального кабеля. Такая схема — одна из простейших и хо-

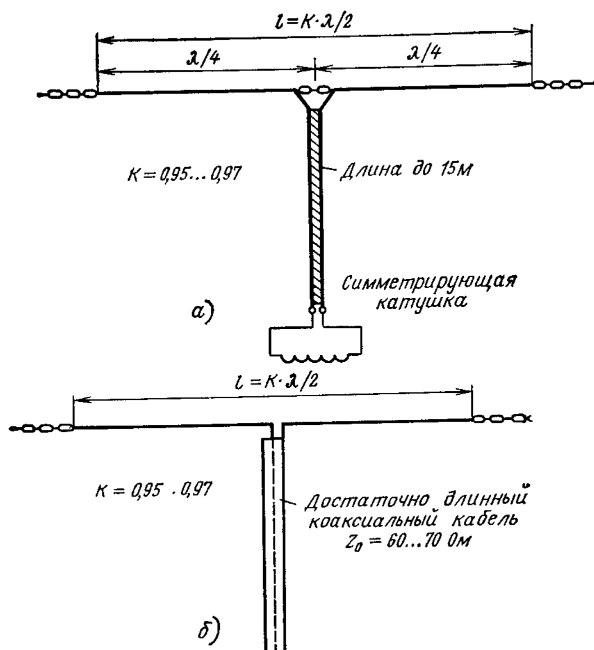


Рис. 5.8. Схемы питания простых полуволновых диполей:
а — симметричная с использованием двухпроводной линии в ленточном диэлектрике; *б* — асимметричная с помощью коаксиального кабеля

роших решений (рис. 5.8*б*). Появляющаяся в данной антенне асимметрия не является очень критическим обстоятельством при условии, что в ближайшей округе отсутствуют чувствительные приемные устройства (см. § 3.1). Длина питающей линии не должна быть кратна λ/4, чтобы в линии отсутствовали резонансные явления, при которых возникает нежелательное излучение линии питания. Улучшения согласования в такой системе можно достичь, используя гамма-трансформатор (см. рис. 3.9).

Петлевой диполь. В диапазонах КВ и УКВ можно использовать петлевой диполь (рис. 5.9), который обладает значительной широкодиапазонностью (по сравнению с обычным диполем). Кроме того, этот тип антенны широко используют еще и потому, что ее достаточно просто согласовать с линией питания, выполненной в виде двухпроводной линии в ленточном диэлектрике (Z_0=240...300 Ом). Расстояние между параллельными проводами петлевого диполя составляет 20...30 см для частоты 3,5 МГц и 5...10 см для частоты 28 МГц. Коэффициент укорочения K=0,95.

На рис. 5.9б, в приведены варианты выполнения петлевого ди-
оля с помощью соответственно ленточной двухпроводной линии и
аксиальной линии. В этих случаях длина петлевого диполя нес-
олько изменяется и определяется параметрами диэлектрика, ис-
ользуемого в обоих вариантах конструкции. Антенну в варианте
ис. 5.9б легко изготовить и, кроме того, легко транспортировать.
днако имеются вполне определенные трудности при креплении
онцов петлевого диполя к изоляторам несущих конструкций. Воз-
ожные схемные решения конструкций крепления приведены на
ис. 5.9д—ж.

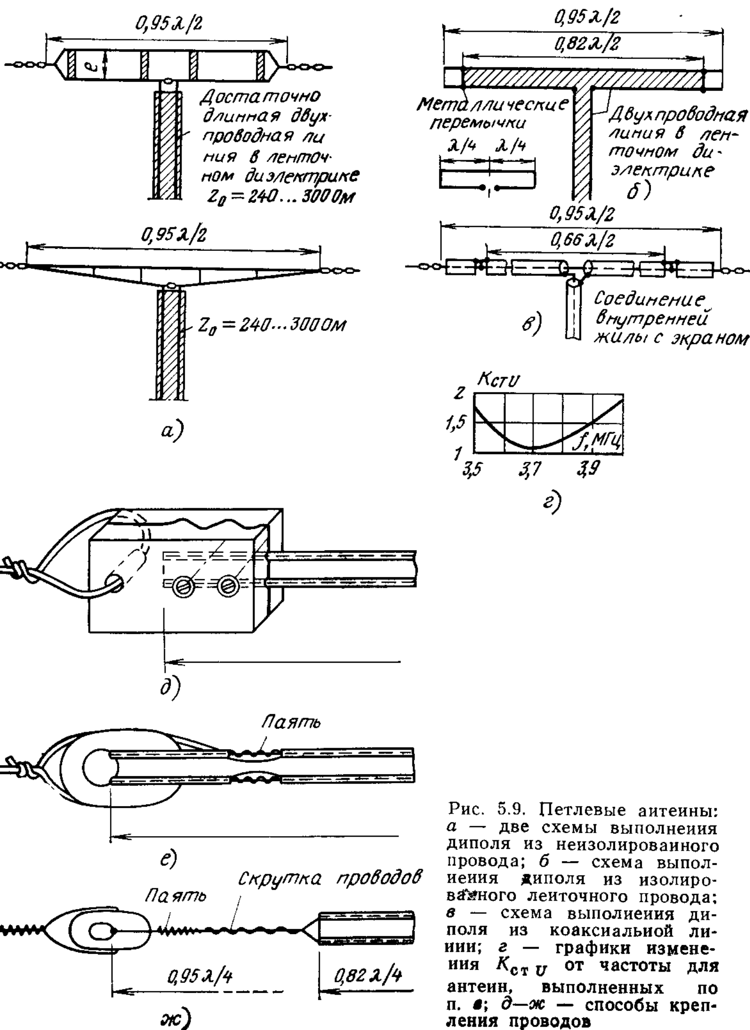


Рис. 5.9. Петлевые антенны: *а* — две схемы выполнения диполя из неизолированного провода; *б* — схема выполнения диполя из изолированного ленточного провода; *в* — схема выполнения диполя из коаксиальной линии; *г* — графики изменения $K_{ст\,U}$ от частоты для антенн, выполненных по п. *в*; *д—ж* — способы крепления проводов

К рассматриваемой группе антенн можно отнести и антенну, изображенную на рис. 2.92, а также резонансные антенны, приведенные на рис. 5.10. Характеристики этих антенн очень схожи с характеристиками петлевого диполя. Конкретный выбор той или иной схемы и конструктивного выполнения антенны определяются местными условиями для ее размещения, а также возможностями изготовления. В заключение отметим, что КПД антенны, изображенной на рис. 5.10*б*, ниже чем у петлевого полуволнового диполя.

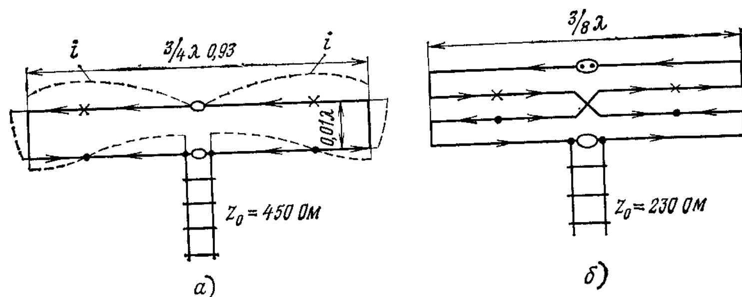


Рис. 5.10. Резонансные антенны:
а — укороченный диполь длиной λ/4 (для частоты 14,1 МГц $l \approx 15$ м); *б* — укороченный диполь длиной 3 λ/8 (для частоты 14,1 МГц $l \approx 7,5$ м)

Пятидиапазонная антенна с коаксиальным кабелем питания. Такую антенну можно рассматривать как переходную от антенн, работающих в одном диапазоне, к антеннам, работающим во многих диапазонах. Как видно из рис. 5.11, антенна представляет собой, по сути дела, пять различных антенн, возбуждаемых в одной точке одной коаксиальной линией. Концы антенн разнесены и изолированы друг от друга. Каждая парциальная (отдельная) антенна работает в своем диапазоне волн и имеет малое входное сопротивление (около 62 Ом). Это сопротивление несколь-

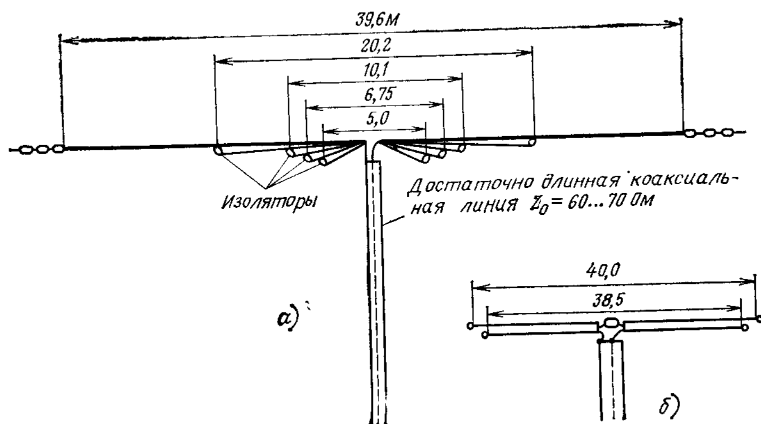


Рис. 5.11. Диапазонные антенны:
а — пятидиапазонная антенна; *б* — широкодиапазонная антенна (3,5—3,8 МГц)

ко изменяется из-за взаимодействия с расположенными рядом диполями. Правда, это изменение незначительно, так как другие диполи не являются резонансными. Например, при работе на частоте 28 МГц каждый из диполей имеет следующие длины и сопротивления:

1. 28 МГц — $l=\lambda/2$; $R=65$ Ом;
2. 21 МГц — $l=2\times1{,}3\lambda/2$; $R=240$ Ом;
3. 14 МГц — $l=2\times\lambda/2$; $R=2000$ Ом;
4. 7 МГц — $l=2\times\lambda$; $R=2000$ Ом;
5. 3,5 МГц — $l=2\times2\lambda$; $R=2000$ Ом.

Следует, однако, иметь в виду, что из-за взаимодействия диполей часть энергии, излученной одним из них (основным на данной частоте), перехватывается другими диполями и переизлучается. Этот процесс приводит к изменению направленных свойств антенны по сравнению со свойствами одиночного диполя.

Отдельные диполи антенны крепятся к мачтам при помощи специальных изоляторов. Самый длинный диполь имеет наибольшую весовую нагрузку и поэтому должен быть выполнен из провода наибольшего сечения. Система диполей должна быть присоединена таким образом, чтобы при ветровых нагрузках короткие диполи не соприкасались с более длинными диполями (и тем более, не обвивались вокруг них). Отметим, что аналогичное решение можно использовать для увеличения широкодиапазонности других антенн (рис. 5.11*б*).

Простые многодиапазонные антенны. Остановимся на компромиссном решении, при котором можно построить различные варианты антенн, работающих в двух и более радиолюбительских диапазонах. В конце § 5.2 были выяснены причины, приводящие к компромиссному решению, а степень компромисса можно оценить с помощью табл. 5.2.

Среди простых многодиапазонных антенн можно выделить следующие группы:

антенны, возбуждаемые в точке согласования сопротивлений;

антенны, возбуждаемые в точке, на которую приходится либо максимум тока, либо максимум напряжения.

А н т е н н а *L*-т и п а. Антенна *L*-типа является простейшей антенной. Она состоит из провода и двух изоляторов и имеет две точки подвеса (например, дерево, печная труба и пр.) (рис. 5.12*а*). Полная длина l антенны *L*-типа определяется расстоянием от антенных клемм передатчика до изолятора (на другом конце антенны). Антенна непосредственно подключена к передатчику. В диапазоне 80 м длина антенны равна $\lambda/2$, в диапазоне 40 м — λ, в диапазонах 20; 15 и 10 м — 2λ, 3λ, 4λ соответственно. Эти данные являются приближенными. Более точные данные, полученные с помощью формулы (5.3), показывают, что для различных частот необходима различная физическая длина антенны, чтобы достичь резонанса:

3,5 МГц — $l_э=0{,}5\lambda$ соответствует $l=40{,}71$ м;
7,0 МГц — $l_э=1{,}0\lambda$ соответствует $l=41{,}78$ м;
14 МГц — $l_э=2{,}0\lambda$ соответствует $l=42{,}32$ м;
21 МГц — $l_э=3{,}0\lambda$ соответствует $l=42{,}50$ м;
28 МГц — $l_э=4{,}0\lambda$ соответствует $l=42{,}60$ м.

Если полуволновую антенну изготовить точно для диапазона 3,5 МГц, то окажется, что в остальных диапазонах она будет ко-

роче, чем требуется для резонанса. Это обстоятельство не очень мешает работе, когда антенна используется как приемная, но если она используется как передающая, то могут возникнуть определенные трудности из-за рассогласования. Учитывая сказанное, для антенн данного типа следует выбирать компромиссную длину: 41,83 м, или 83 м, или 157 м.

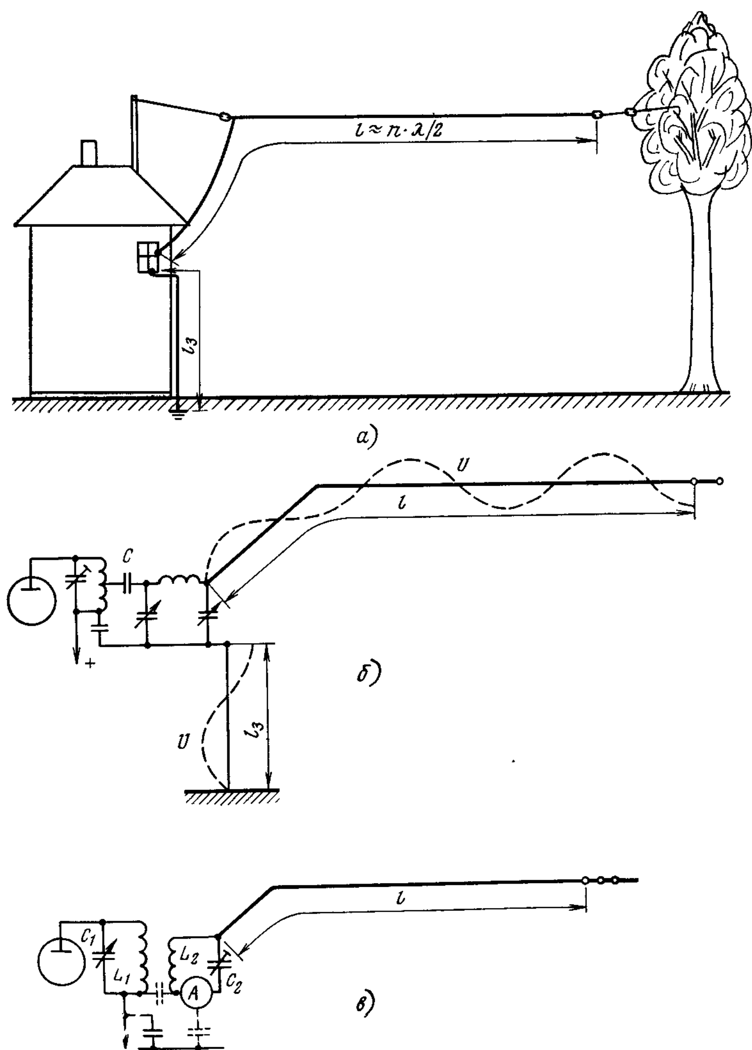


Рис. 5.12. Антенна L-типа:
а — способ установки; *б* — способ подключения к передатчику; *в* — вариант исполнения, называемый антенной Фукса

В простейшем случае антенна может быть подключена прямо к выходному резонансному контуру передатчика через разделительный конденсатор C, емкость которого численно равна длине волны (например, для диапазона 20 м C=20 пФ). Недостатком такого решения является возможность свободного проникновения гармоник передатчика в антенну. Исправить данную ситуацию можно путем применения обычного фильтра (рис. 5.12*б*), который не только ослабляет высшие гармоники, но и компенсирует реактивное входное сопротивление антенны, которая находится несколько не в резонансе.

Ток передатчика попадает в антенну через систему фильтров π-типа. Одновременно (согласно закону Кирхгофа) через заземляющий провод длины $l_з$ ток протекает в землю. На этом проводе также образуется стоячая волна и в месте подключения передатчика к антенне может появиться пучность напряжения (см. рис. 5.12*б*). (Может возникнуть парадоксальная ситуация, когда неоновая лампочка, поднесенная к корпусу передатчика, светится сильнее, чем на входе антенны.) Эта причина может привести к нежелательным последствиям, в первую очередь — к возникновению помех в приемном устройстве. Кроме того, в рассматриваемом случае заземление является источником больших потерь. Но еще хуже, если передатчик не имеет хорошего заземления. В этом случае роль противовеса — заземления играет электрооборудование со всеми вытекающими отсюда последствиями.

Антенна австрийского радиолюбителя Фукса представляла собой один из вариантов антенны *L*-типа. В то время система фильтров π-типа еще не была известна, и антенна *L*-типа подключалась прямо к выходному контуру передатчика, что приводило к сильной расстройке контура, а иногда и к его самовозбуждению. Фукс использовал индуктивное сопряжение с помощью резонансного контура с большим отношением L/C (рис. 5.12*в*). Те, кто заинтересуется этой антенной, могут воспользоваться сведениями, приведенными в табл. 5.3.

ТАБЛИЦА 5.3

Выбор параметров антенны Фукса (рис. 5.12*в*)

Диапазон, МГц	C_2, пФ	L_2, мкГн	N	D, см	h, см
3,5	20	100	43	8	8
7	10	50	35	6	6
14	5	25	27	5	5
21	4	15	24	4	4
28	3	12	21	4	4

Антенна Цеппелина. Вредное излучение провода, подводящего энергию к антенне, можно уменьшить, используя компенсирующее поле такого же провода, проходящего рядом с первым и возбуждаемого в противофазе. Так, собственно, и появилась антенна Цеппелина (рис. 5.13).

При длине диполя от 41,15 до 41,48 м антенна сохраняет работоспособность в нескольких диапазонах. Выбор граничной длины зависит от того, какие условия более приемлемы для радиолюбителя (табл. 5.4).

Антенна в точках A—A (см. рис. 5.13) имеет большое входное сопротивление (около 600 Ом), зависящее от электрической толщины провода и концевой емкости. Такая антенна может быть возбуждена симметричной линией с волновым сопротивлением около 600 Ом (длина линии $\lambda/4$ или $3\lambda/4$). Четвертьволновый отрезок выполняет роль трансформатора, снижающего сопротивление в точках B—B.

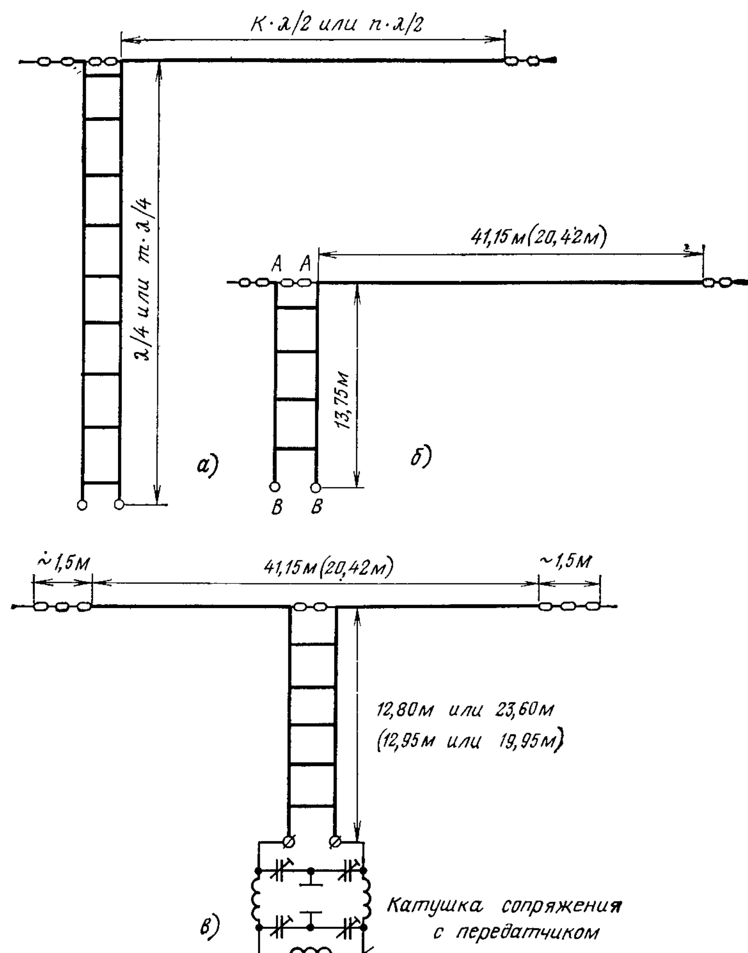


Рис. 5.13 Антенна Цеппелина:
а — конструкция антенны; *б* — основные размеры пятидиапазонной антенны; *в* — двойная антенна Цеппелина

В этих точках может быть подключена коаксиальная линия с волновым сопротивлением $Z_0=50\ldots75$ Ом.

В пространстве около антенны (со стороны линии питания) создается сильное электромагнитное поле, являющееся, по сути дела,

зеркальным изображеиием реальной аитенны. Поэтому это простраиство должио быть свободно от всех предметов. В противном случае наблюдается значительиая деформация характеристик излучения, что приводит к возрастанию уровия помех. Отметим, что эта антенна, как и ранее рассмотренная антенна L-типа, не обладает фильтрующими свойствами и излучает в пространство все гармоники передатчика. Правда, имеется возможиость иесколько снизить уровень их излучеиия, что достигается включеиием между выходом передатчика и входом линии питаиия $B—B$ симметрирующих устройств.

Отметим, что если длииа линии питания кратиа **длиие волны, то** рассматриваемая антенна стаиовится аналогичной антеине L-типа. В этом случае линия питания становится источииком излучения. Для предотвращения этого явления длину лииии питания выбирают в пределах от 12,8 до 13,75 м. Вместо двухпроводиой воздушиой линии с $Z_0=600$ Ом можно использовать двухпроводную линию в диэлектрической изоляции с $Z_0=240\ldots300$ Ом; при этом следует помнить о влияиии коэффициента укорочения и уменьшить длину лииии до 11,9 м. Если антеина используется только в одном диапазоне, то для улучшеиия согласования следует воспользоваться настроечиыми шлейфами (см. рис. 2.46).

Двойиая антенна Цеппелииа. Соединив между собой две одинариые антенны так, как показано иа рис. 5.13*в*, получим двойную аитеину Цеппелина, которая может работать в пяти радиолюбительских диапазоиах.

В табл. 5.4 приведены наиболее целесообразные длины питающих линий и соответствующие им способы питания.

ТАБЛИЦА 5.4

Длины лииий питаиия и соответствующие им способы питания двойной антеины Цеппелииа

Полная длина вибратора, м	Длина лииии питания, м	Способ питания в диапазоиах частот, МГц				
		3,5	7	14	21	28
83,00	41,55	*U**	*U*	*U*	*U*	*U*
83,00	20,78	*I**	*U*	*U*	*U*	*U*
41,15	12,78	*U*	*U*	*U*	*U*	*U*
41,15	23,60	*U*	*U*	*U*	*U*	*U*
20,42	12,95	*I*	*U*	*U*	*U*	*U*
20,42	19,95	*U*	*I*	*U*	*I*	*U*

* *I* — питание током; *U* — питание напряжением.

Питание напряжением требует использования параллельного онтура, а питание током — последовательного контура (более робно см. в § 3.2).

Диапазонная антенна с изменением длины питающей линии. Рае были выяснены причины изменения $Z_A=R_A+iX_A$ с изменением иапазона используемых частот. Входиое сопротивление при резоансе аитенны имеет только активную составляющую.

Такое условие можно осуществить только в одном диапазонс. сли антенну возбуждать с помощью лииии, имеющей $Z_0=R_A$, то в ругих диапазонах $Z_A>R_A$ и получаем большую степень рассогласо-

вания антенны с линией питания. Вместо использования различных подстроечных систем в этом случае можно применить другой способ согласования, а именно изменить место подключения питания антенны, что на практике не вызывает больших трудностей.

Возможность применения такого способа согласования выясняется при рассмотрении рис. 5.14, на котором показаны распределения сопротивления R_A вдоль линии для различных частот радиолюбительских диапазонов. Шкала изменения R_A построена в логарифмическом масштабе и учитывает изменения R_A от 65 Ом до 3000 Ом. Кроме того, на этих графиках криволинейные отрезки изменения R_A заменены прямыми, а коэффициент укорочения K равен 1.

Несмотря на упрощения, принятые при построении, графики изменения R_A достаточно точны для целей практики. Более точные значения R_A можно получить, пользуясь формулой

$$R_A = R_{A1} - R_{A2}[1 - \cos(360^\circ b/\lambda)] + R_0, \qquad (5.5)$$

где R_{A1} и R_{A2} — входные сопротивления, соответствующие узлам тока и напряжения соответственно; R_0 — волновое сопротивление диполя; b — расстояние от точки подключения питания до точки, соответствующей максимуму тока в антенне; λ — длина волны.

Из графиков, приведенных на рис. 5.14, видно, что большинство пересечений линий изменения R_A для различных диапазонов и при различных длинах линии питания происходит в пределах, ограниченных значениями 200 и 300 Ом.

П р и м е р. При длине линии питания 14,1 м графики изменения R_A для четырех диапазонов (3,5; 6; 14 и 28 МГц) пересекаются практически в одной точке, соответствующей R_A=240 Ом, а для диапазона 21 МГц выбранная длина линии питания соответствует максимальному значению R_A. При длине линии питания 7 м совпадение значений R_A (около 240 Ом) наблюдается для трех диапазонов (7; 14 и 28 МГц).

Если теперь волновое сопротивление линии питания, длина которой выбрана на основе совпадения R_A для нескольких диапазонов, взять равным $Z_0=R_A$=240 Ом, то такая система (антенна — линия питания) будет работоспособна в нескольких диапазонах частот одновременно.

Надо иметь в виду, что полного совпадения сопротивлений добиться будет достаточно сложно, так как в наших рассуждениях не принималось во внимание реальное значение коэффициента укорочения, а было принято $K=1$. Тем не менее практическим подбором длины линии питания, имеющей волновое сопротивление Z_0= =240...300 Ом, можно добиться весьма хороших показателей согласования в нескольких частотных диапазонах.

У д л и н е н н а я и у к о р о ч е н н а я а н т е н н ы Ц е п п е л и н а. На рис. 5.15*а* приведена схема антенны, получившей название удлиненной двойной антенны Цеппелина. Эта антенна отличается от антенны, приведенной на рис. 5.13*в*, длиной плеча вибратора. Длина плеча вибратора равна 27 м. Входное сопротивление антенны в диапазонах длин волн 10; 20; 40; 80 м R_A=240...300 Ом (точное значение входного сопротивления зависит от высоты подвеса антенны), что позволяет для питания антенны использовать двухпроводную линию в ленточном диэлектрике.

Отметим, что коэффициент направленного действия такой антенны несколько больше, чем у обычной двойной антенны. Кроме того, следует иметь в виду, что входное сопротивление удлиненной

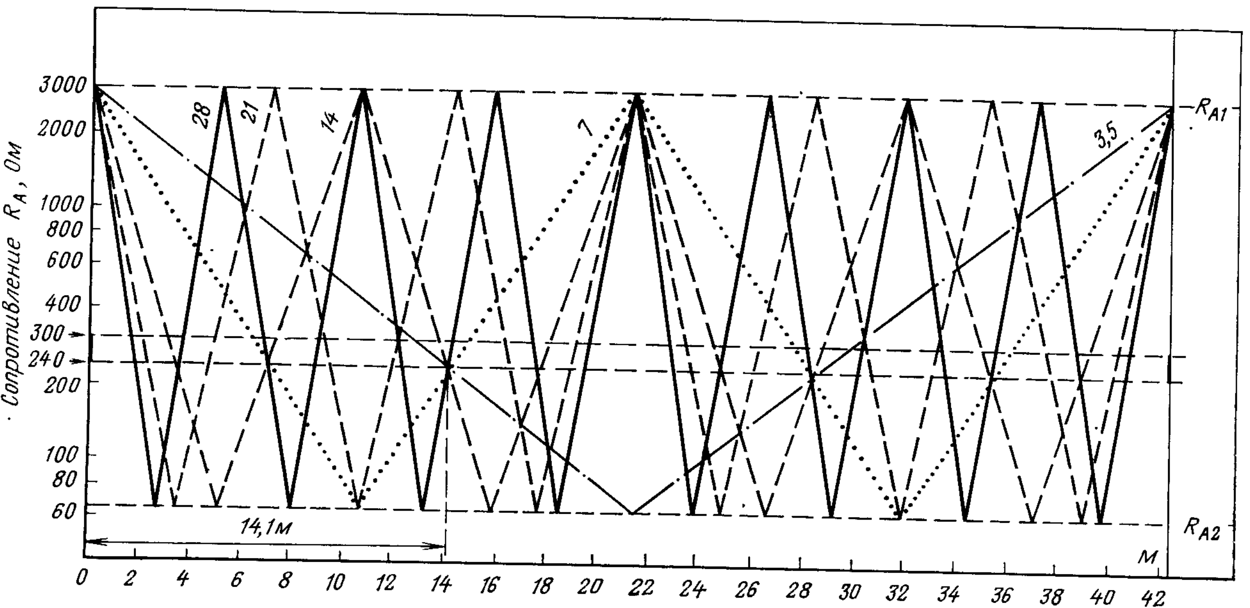


Рис. 5.14. Зависимость входного сопротивления антенны от расстояния точки питания до конца вибратора для пяти диапазонов частот:

——— 28,3 МГц; — — — 21,2 МГц; —— —— 14,15 МГц; . . . . 7,07 МГц; —— . —— 3,54 МГц

Внимание! Размеры указаны для свободного пространства. Для $\lambda/d>4000$ необходимо пересчитать геометрические размеры на электрические, учитывая, что коэффициент укорочения $K=0{,}98$

антенны имеет реактивную составляющую, которую необходимо скомпенсировать, например, с помощью устройств, рассмотренных в § 3.4.

На рис. 5.15б приведена схема укороченной антенны, которая хорошо согласуется в диапазонах 10; 20; 40; 80 м. Эту антенну

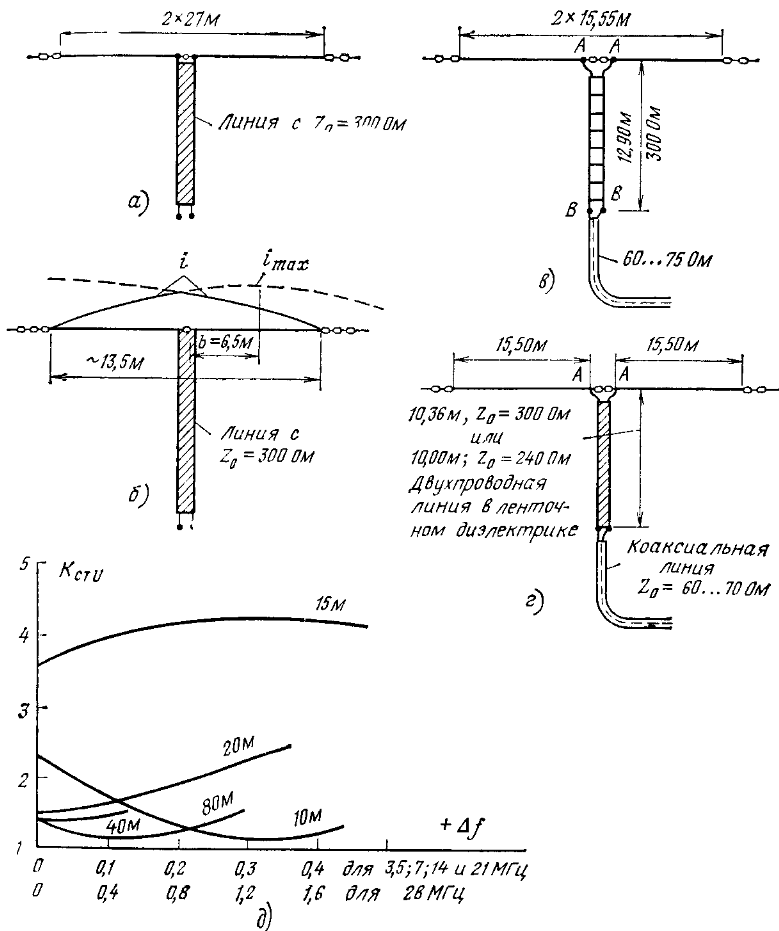


Рис. 5 15. Укороченные и удлиненные антенны Цеппелина:
а — удлиненная двойная; *б* — укороченная двойная антенна Цеппелина; *в*, *г* — антенна G5RV; *д* — частотная характеристика коэффициента стоячей волны $K_{ст\,U}$ во всех частотных диапазонах для схемы на рис. 5.15*г*

обычно применяют, если пространство для размещения антенны достаточно ограничено. Точка, соответствующая максимальному значению тока, расположена на расстоянии l=6,5 м от места подключения питания антенны. Отметим, что коэффициент направленного дей-

ствия укороченной антенны несколько ниже, чем у обычной двойной антенны, и значительно ниже, чем у удлиненной двойной антенны. В качестве линии питания используется двухпроводная линия с волновым сопротивлением $Z_0=240\dots300$ Ом. В этом случае также применяются устройства для компенсации реактивной составляющей входного сопротивления.

Антенна G5RV. Эта антенна с длиной плеча вибратора 31 м (рис. 5.15*в* и *г*) является переходной между двойной антенной с длиной плеча 54 м и укороченной двойной антенной с длиной плеча 27 м.

Входное сопротивление антенны различно в разных диапазонах. Для унификации входного сопротивления в точках *В—В* подключается линейный трансформатор. При использовании двухпроводной линии питания с $Z_0=300$ Ом его длина составляет 12,90 м; при использовании двухпроводной линии в ленточном диэлектрике — 10,36 м, а при использовании линии с волновым сопротивлением $Z_0=240$ Ом — 10 м. В точке подключения линии питания сопротивление составляет около 70 Ом, что позволяет использовать коаксиальный кабель. Выход передатчика должен быть снабжен фильтром типа π или $\pi+L$ для компенсации остаточного рассогласования.

Рассмотрим работу этой антенны в различных диапазонах.

1. Диапазон 10 м. Каждая половина вибратора имеет длину $3\lambda/2$. Диаграмма направленности соответствует антенне длиной 3λ. При синфазном возбуждении обеих половин вибратора относительный энергетический выигрыш (по сравнению с полуволновым диполем) составляет 1,8. Линия питания с волновым сопротивлением 300 Ом имеет на этой частоте длину $5\lambda/4$. Следовательно, на зажимах *А—А* вибратора сопротивление максимально, а на зажимах *В—В* линии питания появляется максимум тока. В этом случае линия хорошо согласована с коаксиальным кабелем, имеющим волновое сопротивление 60 Ом. В этом диапазоне антенна работает безукоризненно.

2. Диапазон 15 м. Обе половины вибратора чуть-чуть длиннее λ (см. рис. 5.14). Линия питания с $Z_0=300$ Ом несколько длиннее, чем $3\lambda/4$. Несмотря на то что размеры не позволяют работать в резонансном режиме, согласование несколько улучшается в результате частичной компенсации реактивных составляющих линии питания и антенны. Обе половины вибратора возбуждены синфазно, и поэтому выигрыш в усилении равен 1,8 дБ по отношению к волновому диполю. Направленные свойства антенны такие же, как у двухволнового вибратора.

3. Диапазон 20 м. В этом диапазоне длина антенны равна $1{,}5\lambda$, а коэффициент усиления составляет 2,0...2,2 дБ. На зажимах *А—А* наблюдается максимум тока. Поэтому входное сопротивление антенны мало и составляет примерно 70 Ом. Линия питания длиной 12,9 м (около $0{,}6\lambda$) трансформирует это сопротивление, создавая на зажимах *В—В* сопротивление 200 Ом. В результате линия оказывается рассогласованной с коаксиальным кабелем, волновое сопротивление которого значительно меньше (50...75 Ом). Эту ситуацию можно несколько исправить путем возбуждения антенны с помощью симметричной линии с волновым сопротивлением $Z_0=240$ Ом и длиной 10 м (около $0{,}58\lambda$). В последнем случае сопротивление на зажимах *В—В* несколько уменьшится и составит 120 Ом.

4. Диапазон 40 м. Надо отметить, что условия работы в этом диапазоне неблагоприятные. Длина вибратора равна $3\lambda/4$, а входное сопротивление — 600 Ом. Линия питания имеет длину $0{,}3\lambda$ и волно-

вое сопротивление 300 Ом. Поэтому происходит частичное уменьшение сопротивления с 600 Ом (на зажимах *А—А*) до 150 Ом (на зажимах *В—В*) и, кроме того, частичная компенсация реактивной составляющей входного сопротивления антенны. Отметим, что при использовании линии питания с $Z_0=240$ Ом сопротивление на зажимах *В—В* составляет 100 Ом. Направленные свойства антенны в этом диапазоне близки к направленным свойствам полуволнового диполя, и поэтому выигрыш в усилении практически отсутствует.

5. Диапазон 80 м. В этом диапазоне вибратор имеет длину $0{,}36\ldots0{,}47\lambda$, т. е. не является резонансным. Из рис. 5.14 следует, что входное сопротивление такого вибратора составляет около 150 Ом. Длина линии питания равна $0{,}15\ldots0{,}16\lambda$. Поэтому происходит трансформация сопротивления, и на зажимах *В—В* оно равно 100 Ом. В этом диапазоне направленные свойства антенны проявляются в еще меньшей степени, чем в предыдущих диапазонах.

Во всех диапазонах в линии питания образуется стоячая волна Некоторое улучшение согласования можно достичь, применив схему, изображенную на рис. 5.15*г*, т. е. использовав симметричную линию длиной 10 м с волновым сопротивлением 240 Ом или коаксиальную линию длиной 8 м с волновым сопротивлением 60 Ом. Соответствующая этой схеме частотная характеристика коэффициента стоячей волны во всех диапазонах приведена на рис. 5.15*д*.

Отметим, что улучшения работы антенны в диапазоне 15 м можно достичь путем уменьшения до 9 м длины симметричной линии с $Z_0=240$ Ом. Следует, однако, иметь в виду, что достигнутое для диапазона 15 м улучшение, к сожалению, приводит к ухудшению работы антенны в других диапазонах (особенно в диапазонах 10 и 40 м).

Пятидиапазонный диполь с подстроечным шлейфом. Поиски технического решения многодиапазонной антенны привели к разработке схемы пятидиапазонной дипольной антенны, в которой используется подстроечный шлейф (рис. 5.16). Длина шлейфа равна $\lambda/4$ для диапазона 80 м. При использовании в качестве шлейфа двухпроводной воздушной линии с $Z_0=300$ Ом его длина составляет 20 м. Если же в качестве шлейфа использовать двухпроводную линию в ленточном диэлектрике, то длина шлейфа составит 16,83 м (при $K=0{,}82$) или 16,36 м (при $K=0{,}80$).

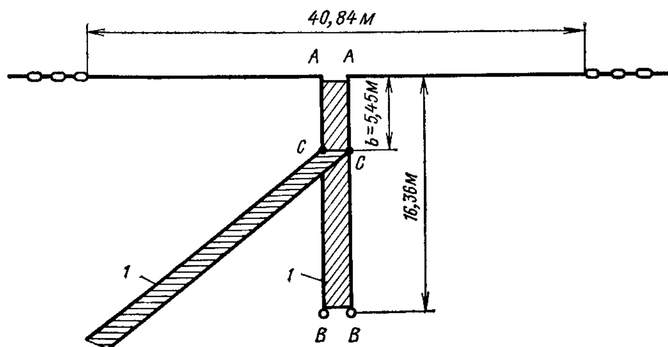


Рис. 5.16. Пятидиапазонный диполь со шлейфом:
1 — двухпроводная линия в ленточном диэлектрике, $Z_0=300$ Ом

Входное сопротивление относительно точек *С—С*, отстоящих от зажимов *А—А* на расстояние *b*, зависит как от длины отрезка *b*, так и от частоты. Для схемы, изображенной на рис. 5.14, у которой $b=6{,}9$ м, получим, что $R_{CC}=240$ Ом. Учитывая, что для двухпроводной воздушной линии ($K=0{,}95$) длина $b=6{,}7$ м, а для двухпроводной линии в ленточном диэлектрике ($K=0{,}80$) длина $b=5{,}45$ м, определяем искомый параметр, зависящий от конкретного выполнения шлейфа.

В диапазоне 3,5 МГц входное сопротивление антенны, пересчитанное в точки *С—С*, имеет малую величину, а в остальных диапазонах — большую (это соответствует схеме питания напряжением).

Для диапазона 3,5 МГц длина шлейфа составляет $\lambda/4$, для диапазона 7 МГц — $\lambda/2$, для диапазона 14 МГц — λ, для диапазона 21 МГц — $3\lambda/2$, а для диапазона 28 МГц — 2λ.

Ниже приведены данные о реализуемом коэффициенте стоячей волны для рассматриваемой антенны во всех пяти диапазонах:

1. 3,5 МГц — $K_{\text{ст}U}=1{,}8\ldots4{,}0$;
2. 7 МГц — $K_{\text{ст}U}=1{,}5$;
3. 14 МГц — $K_{\text{ст}U}=2{,}0$;
4. 21 МГц — $K_{\text{ст}U}=2{,}5$;
5. 28 МГц — $K_{\text{ст}U}=3{,}0\ldots1{,}2\ldots2{,}5$.

Асимметричный диполь. В качестве многодиапазонной используется антенна в виде асимметричного диполя (рис. 5.17). Длина антенны, позволяющая осуществить работу в диапазонах 3,5; 7; 14; 28 МГц, равна 41,5 м. Эта антенна имеет в перечисленных диапазонах входное сопротивление около 240 Ом (в диапазоне 21 МГц входное сопротивление равно 3000 Ом).

Для обеспечения работы в диапазоне 21 МГц можно применить четвертьволновый трансформатор с собственным волновым сопротивлением 450 Ом, что позволит получить хорошее согласование с коаксиальным кабелем, имеющим волновое сопротивление 70 Ом. Однако надо иметь в виду, что данная модификация ухудшает согласование в других диапазонах. Поэтому, как правило, в диапазоне 21 МГц эта антенна не используется.

В диапазонах 3,5; 7, 14; 28 МГц данная схема имеет сравнительно неплохое согласование. Для улучшения согласования желательно применять передатчик с симметричным выходом и, кроме того, иметь техническую возможность в незначительных пределах компенсировать реактивную составляющую сопротивления.

Укороченный вариант антенны (рис. 5.17*б*) хорошо работает в трех диапазонах: 7; 14; 28 МГц. Эта антенна достаточно широко распространена. Антенна требует сравнительно небольшого пространства для своего размещения (около 21 м) и может быть возбуждена двухпроводной линией в ленточном диэлектрике. Сопряжение антенны с передатчиком можно выполнить либо по схеме, приведенной на рис. 5.17*б*, либо с помощью апериодического симметрирующего устройства, рассмотренного выше (см. § 3.3).

Антенна W8GZ. Автор этой антенны Л. Виндом рассмотрел возможность возбуждения вибратора однопроводной линией, точнее, отыскал на вибраторе точку *D*, в которой входное сопротивление равно волновому сопротивлению однопроводной линии (рис. 5.18*а*).

Одиночный антенный провод имеет волновое сопротивление Z_0, которое определяется диаметром провода d_1 и высотой расположения провода над землей. Значение Z_0 обычно лежит в пределах 400…700 Ом, а для используемых на практике антенн составляет

около 500 Ом. Волновое сопротивление питающего провода также зависит от его диаметра d_2 и высоты расположения, причем увеличивается с ростом высоты расположения провода. Кроме того, эти параметры в значительной степени определяются проводимостью земли. Поэтому точка D подключения линии питания к антенне

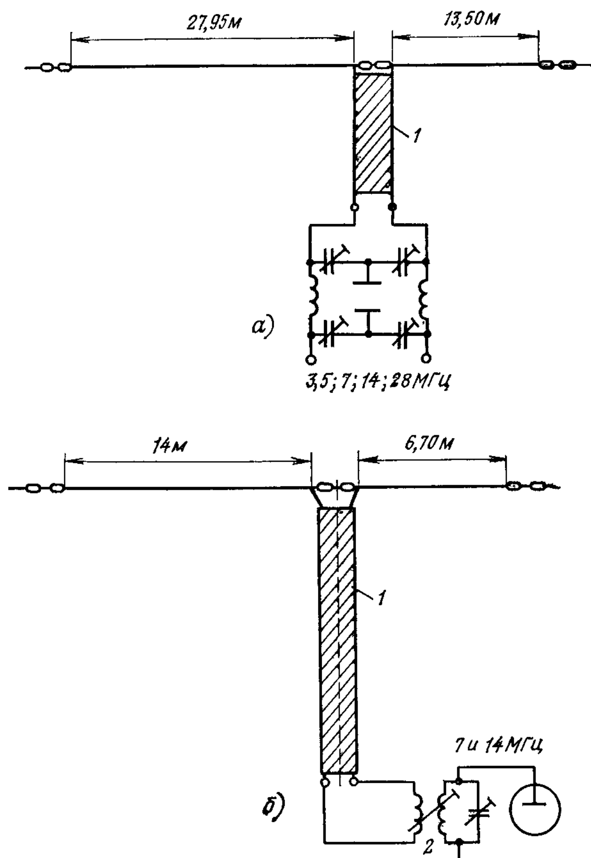
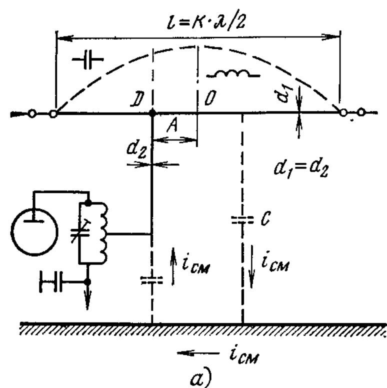


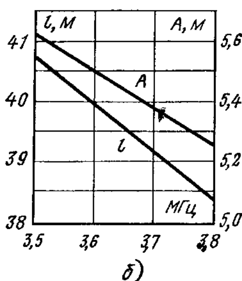
Рис. 5.17. Асимметричный диполь:
а — антенна длиной 42 м для диапазонов 3,5; 7,0; 14; 28 МГц; *б* — антенна длиной 21 м для диапазонов 7; 14; 28 МГц;
1 — двухпроводная линия в ленточном диэлектрике, Z_0=240 ... 300 Ом; *2* — около трех витков

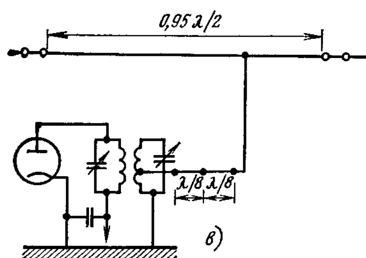
обычно выбирается в пределах 0,07...0,18λ от конца антенны. Точное расположение точки питания D находят опытным путем с помощью измерения согласования (настройка системы заканчивается, если $K_{\text{ст}U} \approx 1$).

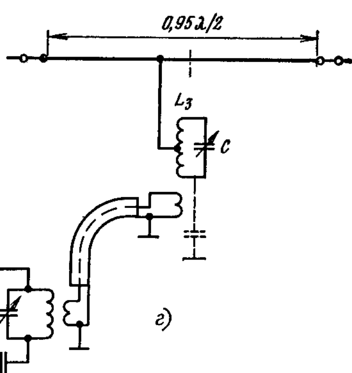
Графики, приведенные на рис. 5.18*б*, позволяют выбрать длину антенны l и положение точки подключения питания (A — расстояние от центра антенны до точки подключения питания D) для антенны в диапазоне 3,5 МГц.

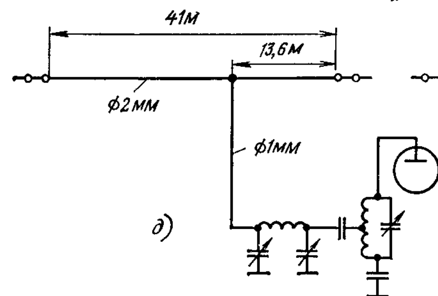
Ток распределен по длине антенны симметрично, причем на более коротком отрезке он имеет емкостный характер, а на более длинном — индуктивный характер.











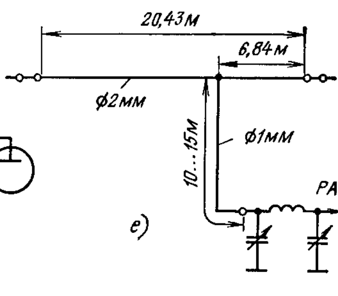


Рис. 5.18. Антенна Виндома:

а — схема, поясняющая принцип работы антенны; *б* — графики для выбора длины антенны l и положения точки подключения питания (A — расстояние от центра антенны до этой точки) в зависимости от частоты; *в*, *г* — способы питания антенны; *д* — вариант антенны на пять диапазонов; *е* — укороченный вариант антенны на четыре диапазона

Следует иметь в виду, что между антенной и землей протекают емкостные токи (токи смещения), что приводит к появлению помех. Для уменьшения нежелательных последствий этого явления необходимо, чтобы линия питания на длине, по крайней мере, не меньшей, чем λ/4, была перпендикулярна как по отношению к антенне, так и по отношению к поверхности земли.

В качестве метода настройки данной антенны можно рекомендовать метод измерения тока в трех точках линии питания, разнесенных между собой на расстояние λ/8. Равное значение тока в этих точках является гарантией правильности настройки антенны и линии питания в целом (рис. 5.18*б*), а собственно настройка заключается в изменении длины антенны *l* и положения точки подключения питания. Отметим, что вместо амперметров для оценки тока можно применить неоновые лампочки. В этом случае изменением параметров *l* и *A* добиваются одинаковой интенсивности свечения всех трех лампочек.

При емкостной схеме соединения данной антенны с выходным каскадом передатчика отсутствует фильтрация гармоник. Для снижения уровня излучения на гармониках используется другая схема подключения антенны к выходному каскаду передатчика (рис. 5.18*в*). Параметры промежуточного контура связи приведены в табл. 5.5.

ТАБЛИЦА 5.5

Параметры промежуточного контура связи

Диапазон, МГц	Емкость *С*, пФ	Индуктивность, мкГн	Число витков катушки	Диаметр катушки, мм
3,5	200	15	20	60
7	100	10	16	50
14	50	4,5	9	50
21	50	1,5	6	50
28	50	1,0	5	50

Следует иметь в виду, что на практике линия питания вводится в помещение через специальное или естественное отверстие в стене дома, например окно, и часто проходит достаточно близко от электропроводки и т. п. Если длина проводов близка к резонансной, то в них может появиться значительная ЭДС. Для предотвращения этого нежелательного явления часто используют схему питания, изображенную на рис. 5.18*г*.

В литературе описана антенна длиной $l=41{,}48$ м, установленная над землей на высоте $h=20$ м и изготовленная из провода диаметром 3,0 мм. Линия питания подключена к этой антенне на расстоянии $A=13{,}8$ м от ее центра и выполнена из провода диаметром 1,5 мм. Резонансная частота антенны составляет 3,45 МГц. В диапазоне 3,5 МГц направленные свойства антенны близки к параметрам полуволнового диполя, а в диапазоне 7 МГц — к параметрам волнового диполя. В последнем случае диаграмма направленности имеет четыре лепестка, максимумы которых ориентированы под углом 55° к оси антенны.

Антенна в диапазоне 14 МГц имеет диаграмму направленности, сходную с диаграммой направленности двухволнового диполя (с основными лепестками, ориентированными под углом 37°), в диапазо-

не 21 МГц — с диаграммой антенны длиной 3λ (угол 30°), а в диапазоне 28 МГц — с диаграммой антенны длиной 4λ (угол 25°).

Антенна Виндома получила широкое распространение и достаточно полно описана в технической литературе. Два варианта этой антенны приведены на рис. 5.18*д* и *е*. Они позволяют осуществить работу в диапазонах 7; 14; 21; 28 МГц. Отметим, что коэффициент полезного действия антенны Виндома тем больше, чем выше расположена антенна. Кроме того, КПД антенны увеличивается с ростом проводимости земли.

Вариант антенны, который был предложен советским радиолюбителем с позывным UW4UJA, показан на рис. 5.19. Данная схема антенны позволяет осуществить работу во всех диапазонах: 3,5; 7; 14; 21; 28 МГц. Отметим, что в четырех последних диапазонах антенна работает как антенна Виндома, а в диапазоне 3,5 МГц — как антенна *L*-типа.

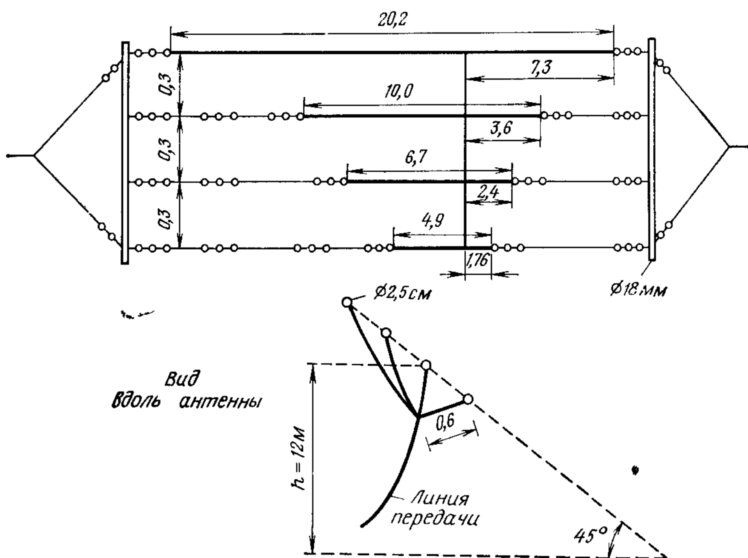


Рис 5.19 Антенна UW4JA

Антенна в виде длинного провода. В литературе часто подчеркивается, что длина антенны должна быть резонансной, т. е. в точках подключения питания сопротивление антенны должно иметь только активную составляющую.

Практика показывает, что это требование в ряде случаев можно несколько смягчить, а иногда и полностью игнорировать. Последнее относится к антеннам в виде длинного провода, питание к которому подводится так, как показано на рис. 5.20. Эту антенну можно рассматривать как модернизированную антенну *L*-типа. Разница между ними заключается:

в произвольном выборе длины *l* «излучающей» части антенны;

в способе питания с помощью коаксиальной линии с волновым сопротивлением $Z_0=50$ Ом или $Z_0=75$ Ом с использованием сим-

метрирующего четырехполюсника на сосредоточенных элементах L, C;

в использовании специальной системы заземления.

Антенна в виде длинного провода может работать на любой частоте диапазона КВ. При работе в некоторых диапазонах антенна является резонансной ($Z_A = R_A$); при работе в других диапазонах следует считаться с реактивной составляющей входного сопротивления антенны. Использование в качестве линии питания коаксиального кабеля требует применения трансформатора сопротивления и принятия мер для компенсации реактивного сопротивления антенны.

Диаграмма направленности данной антенны достаточно близка к аналогичной характеристике гармонической антенны, имеющей приблизительно ту же длину, но на некоторых частотах диаграмма бывает асимметричной (см. рис. 5.7). При работе антенны в нескольких диапазонах частот подключается специальный четырехполюсник на сосредоточенных элементах L, C.

Значения активной и реактивной составляющих входного сопротивления антенны можно получить, используя графики на рис. 2.85. Напомним, что эти графики приведены для проволочных антенн, размещенных в свободном пространстве. Влияние земли приводит к изменению значений $R_{вх}$ и $X_{вх}$. Учет влияния земли на $R_{вх}$ показан на рис. 2.86. Для коротких антенн (длиной около $\lambda/4$), а также для более длинных антенн $R_{вх}$ сильно зависит от свойств почвы (в первую очередь, от ее проводимости). Поэтому для улучшения параметров антенны используются специальные системы заземления. Напомним, что для горизонтальных антенн влияние земли сказывается в меньшей степени, чем для вертикальных антенн (см. табл. 5.1).

Длина провода заземления должна соответствовать длине волны, на которой работает антенна. Система заземления должна иметь, по крайней мере, два провода, один из которых расположен под антенной, а второй с противоположной стороны от антенны. В качестве второго провода можно использовать внешний экран коаксиального кабеля питания, если, естественно, он проложен в земле или на самой ее поверхности. В качестве провода заземления можно использовать любой имеющийся в распоряжении провод, сечение которого выбирается из условия механической прочности. Провода заземления располагают или на земле или в земле (на глубине до 20 см). Можно в качестве проводов заземления использовать металлические трубы системы водоснабжения. При использовании заземления влияние земли на входное сопротивление антенны сказывается в существенно меньшей степени, и на практике в качестве ориентировочной оценки этого параметра можно принять сопротивление, равное 2000 Ом.

Согласование антенны с коаксиальным кабелем питания, имеющим волновое сопротивление $Z_0 = 50 \ldots 75$ Ом, можно обеспечить с помощью четырехполюсника, показанного на рис. 5.20. Согласование сопротивлений возможно лишь в том случае, когда $R_A \geqslant Z_0$. Если же $R_A < Z_0$, то используют трансформатор сопротивлений с коэффициентом трансформации 4 : 1 (см. § 3.3). Наиболее часто используют трансформаторы сопротивлений с ферритовыми сердечниками.

Сложные многодиапазонные антенны. Достаточная сложность получения хорошего согласования антенн, рассмотренных выше, в различных частотных диапазонах, а также сложность построения антенн для диапазона 3,5 МГц (полуволновый диполь имеет в этом диапазоне длину 40 м) побудили искать новые технические реше-

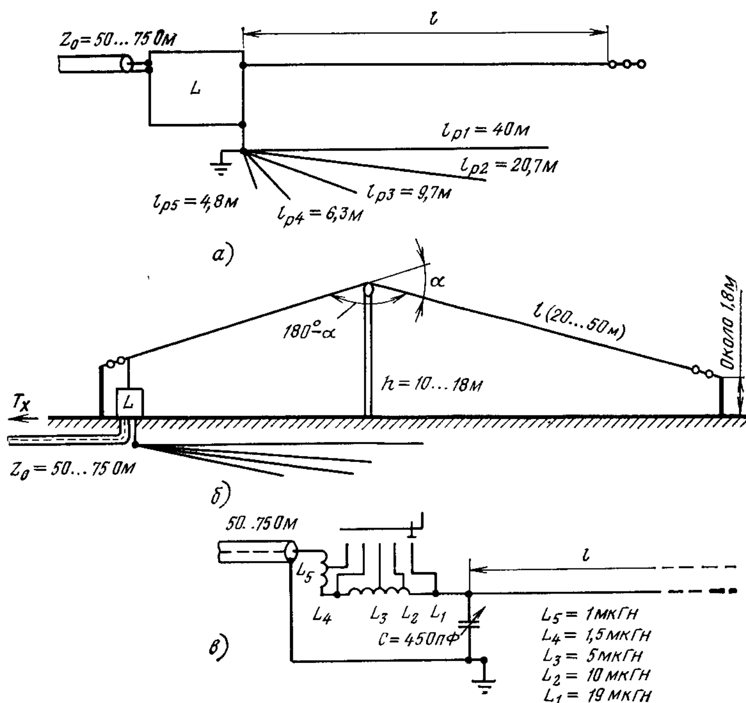


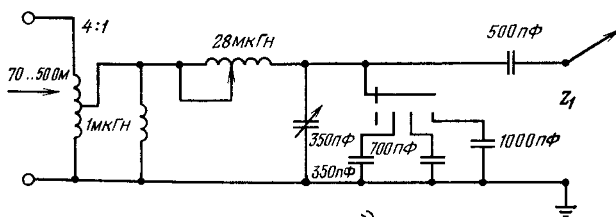
Рис. 5.20. Антенна в виде длинного провода:
а — антенна длиной *l* и система заземления; *б* — пример выполнения антенны; *в* — схема согласующего четырехполюсника типа *L*; *г* — диаграмма Вольперта — Смита, на которой дан пример согласования $Z_A=(100-i\,100)$ Ом с сопротивлением линии $Z_0=50$ Ом; *д* — универсальная схема согласования (применяется при условии, что $5<R_A<600$ Ом и $-200<X_A<500$ Ом)

ния. Одним из возможных решений является включение сосредоточенных индуктивностей в состав антенны, что приводит к изменению распределения тока в антенне и позволяет существенно уменьшить ее физическую длину. Другое возможное решение заключается во включении закороченных четвертьволновых секций в состав антенного провода.

Укороченный диполь для диапазонов 3,5 и 7 МГц. Введя в определенное место провода антенны катушку индуктивности, можно значительно уменьшить длину дипольной антенны. Чем больший ток протекает через катушку индуктивности, тем больше влияние катушки. Влияние катушки, размещенной на конце антенны, минимальное, а при размещении катушки в том месте антенны, где ток максимален, — наибольшее.

Для того чтобы антенна была резонансной, можно в принципе регулировать три параметра: длину диполя, индуктивность катушки, ее положение. Естественно, что возможно множество различных комбинаций этих параметров, приводящих к достижению поставленной цели, т. е. к созданию резонансной антенны.

г)



д)

Соответствующим образом размещая катушку индуктивности, можно добиться резонанса антенны как на основной частоте, так и на частоте вдвое большей. Это условие выполняется для антенны, показанной на рис. 5.21*а*. Для диапазона 80 м (рис. 5.21*б*) антенна представляет собой укороченный (в физическом смысле) диполь, электрическая длина которого значительно больше физической длины и входное сопротивление которого $R_А=60$ Ом.

Для диапазона 40 м (рис. 5.21*в*) электрическая длина антенны составляет. $3\lambda/2$, а входное сопротивление в данном случае не соот-

ветствует данным, приведенным на графике рис. 2.82, так как обе половины диполя сильно укорочены и поэтому концы их мало участвуют в процессе излучения. Характер распределения тока по длине антенны для диапазона 40 м показан на рис. 5.21*в*.

Следует отметить, что данной антенне свойствен один существенный недостаток. В диапазоне 80 м сильно возрастает добротность антенны и поэтому резко сужается рабочая полоса частот, которая в этом диапазоне примерно равна 80 кГц. Поэтому антенна

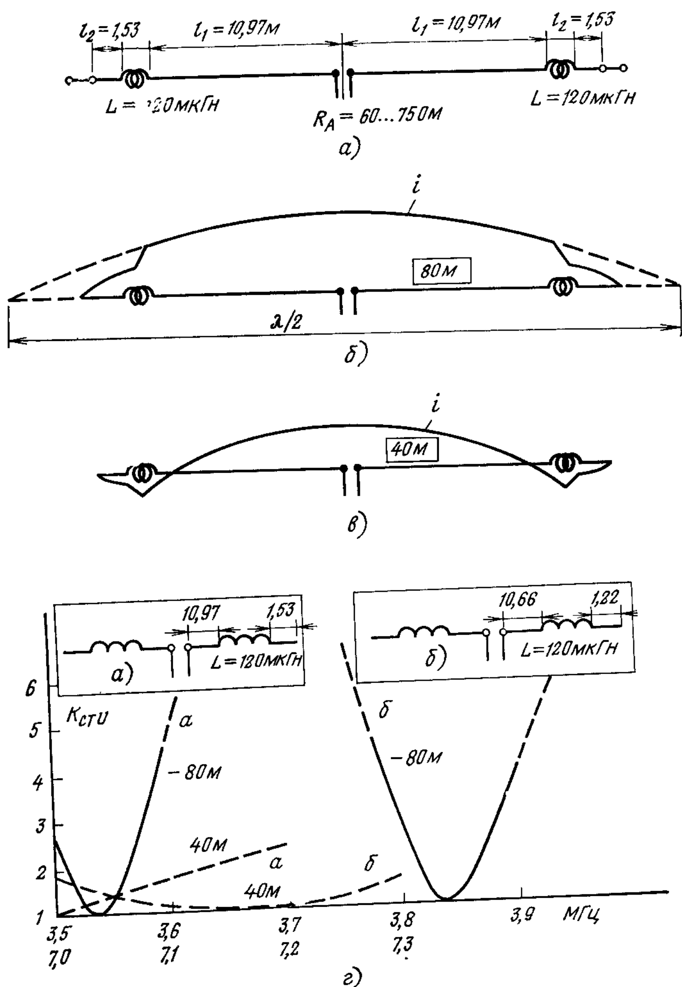


Рис. 5.21. Укороченный диполь для диапазонов 3,5 и 7,0 МГц:
а — основные геометрические размеры; *б* — распределение тока в диапазоне 3,5 МГц; *в* — распределение тока в диапазоне 7,0 МГц; *г* — частотная характеристика $K_{ст\ U}$

может работать только в части диапазона 80 м. Для расширения рабочей полосы частот можно рекомендовать уменьшить отрезок l_2 до 1,35 м, а отрезок l_1 до 10,66.

В диапазоне 40 м рабочая полоса частот достаточно широка (рис. 5.21*г*). Катушка индуктивности (L=20 мкГн) содержит 200 витков, навитых на трубку из полихлорвинила диаметром 25 мм проводом диаметром 1 мм с эмалевой изоляцией. Обычно внешнюю поверхность катушки индуктивности покрывают изоляционным лаком.

Изменяя индуктивность катушки и ее расположение, можно получить антенну, работающую в диапазонах 80 и 20 м, 80 и 15 м, 40 и 20 м, 40 и 15 м. Размещая по две катушки индуктивности в каждом плече антенны, можно реализовать три диапазона, т. е. 80; 40 и 20 м. Следует иметь в виду, что настройка антенны, работающей в трех диапазонах, представляет собой достаточно тонкую операцию. Может быть, этим объясняется то, что такие антенны были предложены еще в 1927 г., а публикации на эту тему весьма скупы.

Многодиапазонная антенна DL7AB. В этой антенне, являющейся модификацией антенны *L*-типа, для уменьшения физической длины используются сосредоточенные индуктивности, включенные вблизи точки подачи питания антенны. Это сохраняет электрическую длину антенны для диапазона 80 м и значительно увеличивает длину для диапазона 40 м. На более коротких волнах ток, протекающий через катушку индуктивности, значительно больше, чем ток при работе в диапазоне 80 м (рис. 5.22).

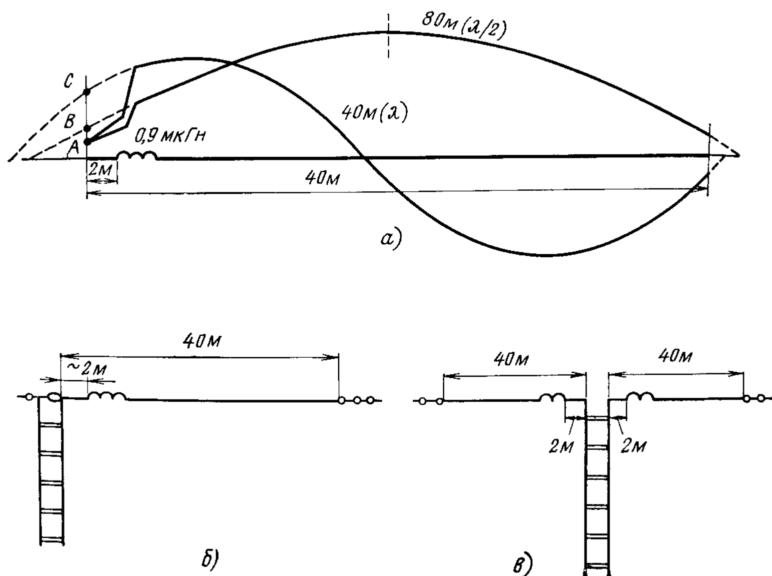


Рис. 5.22. Пятидиапазонная антенна DL7AB:
а — распределение тока в диапазонах 3,5 и 7,0 МГц; *б* — основные геометрические размеры; *в* — симметричное выполнение антенн (катушка индуктивности L=(0,5 ... 1,0) мкГн изготовлена в виде пяти витков диаметром 50

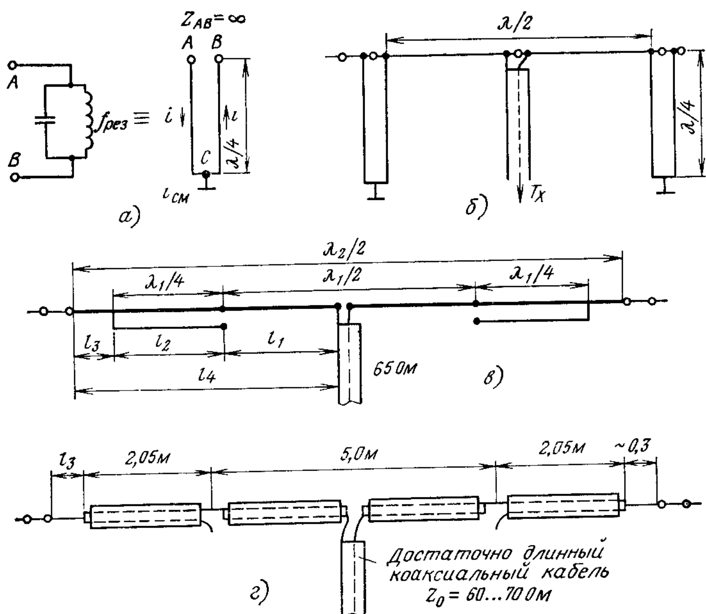


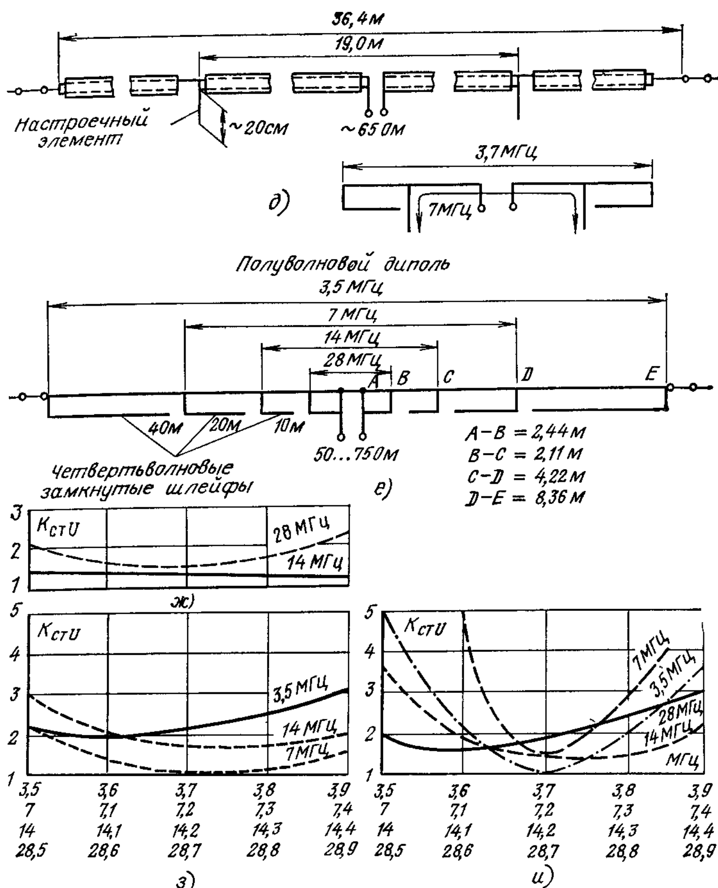
Рис 5 23 Многодиапазонная антенна с четвертьволновыми шлейфами: *а* — два эквивалентных варианта выполнения резонансных контуров, *б* — полуволновая антенна, нагруженная на короткозамкнутые четвертьволновые отрезки; *в* — полуволновая антенна, работающая в двух диапазонах; *г* — антенна для диапазонов 14 и 28 МГц, *д* — антенна для диапазонов 3,5 и 7,0 МГц, *е* — пятидиапазонная антенна, *ж*, *з*, *и* — частотные характеристики $K_{ст\,U}$ для схем *г*, *д*, *е* соответственно

Следует отметить, что для более коротких волн влияние катушки индуктивности сказывается сильнее, чем для более длинных волн.

В диапазоне 3,5 МГц антенна обычно представляет собой укороченный на 1,7 м диполь, и поэтому входное сопротивление определяется значением тока, соответствующим точке *С*. Для рассматриваемой схемы, т. е. при размещении катушки индуктивности вблизи точки подключения питания, ее входное сопротивление определяется меньшим значением тока, вновь соответствующим точке *А*. Таким образом, условия питания антенны аналогичны для обоих рассматриваемых диапазонов частот.

Аналогичный эффект наблюдается и для других диапазонов. Для частоты 14 МГц укорочение диполя составляет 2,3 м, для 21 МГц — 2,5 м, а для 28 МГц — 2,6 м Отметим, что для диапазона 28 МГц отрезок длиной 2,6 м соответствует примерно λ/4.

Общая схема антенны показана на рис. 5.22*б*. Во всех диапазонах используется схема питания напряжением. Следует отметить, что имеются определенные трудности при согласовании антенны с малым входным сопротивлением сразу во всех диапазонах. Возможный симметричный вариант рассматриваемой антенны приведен на рис. 5.22*в*.



Многоволновая антенна с четвертьволновыми шлейфами. На рис. 5.11 приведена схема антенны, отдельные вибраторы которой разделены изоляторами. Изоляторы служат разрывом тока для каждой из частот.

Из теории длинных линий известно, что четвертьволновая линия без потерь, короткозамкнутых на конце, представляет собой для данной частоты контур, имеющий бесконечно большое входное сопротивление $Z=\infty$. Таким образом, для частоты f_1 такая линия является, по сути дела, изолятором, в то время как для других частот ее сопротивление имеет конечную величину. Подобными характеристиками обладает параллельный резонансный контур, показанный на рис. 5.23*а*. Подобные отрезки линий используются в антеннах УКВ для заземления, а также в однодиапазонных антеннах КВ, когда высота мачты равна $\lambda/4$. В последнем случае параллельно телу мачты проводят два провода (рис. 5.23*б*).

Аналогичный способ применим и для создания двухдиапазонной антенны, показанной на рис. 5.23*в*. Два короткозамкнутых отрезка длиной $\lambda_1/4$ (для частоты f_1) подсоединяются к концам полуволнового (для частоты f_1) диполя. Ясно, что их подключение к точкам диполя, имеющим нулевой ток, никоим образом не изменяет условий возбуждения тока в диполе. Более того, подсоединение к короткозамкнутой части четвертьволновых отрезков провода любой длины также не сказывается на работе антенны в диапазоне f_1, так как, повторяем, в этих проводах, как и в короткозамкнутых отрезках, токи полностью отсутствуют.

При изменении рабочей частоты на f_2 короткозамкнутый отрезок линии уже не имеет бесконечно большого сопротивления и, следовательно, через него протекает ток, который также протекает и через дополнительный провод l_3. Следовательно, длина антенны на частоте f_2 будет другой, чем на частоте f_1, а именно равной l_4. Путем подбора длины дополнительных отрезков l_3 суммарную длину антенны можно вновь сделать полуволновой. Таким образом, для обоих диапазонов волн можно получить входное сопротивление, равное 60...75 Ом.

Антенны такой конструкции могут обеспечить работу в следующих диапазонах частот: 28; 14; 7; 3,5 МГц или 21; 7; 3,5 МГц. При использовании в качестве элементов антенны двухпроводной линии в ленточном диэлектрике или коаксиального кабеля необходимо учитывать коэффициенты укорочения K. Напомним, для коаксиального кабеля $K=0{,}66$, а для двухпроводной линии в ленточном диэлектрике $K=0{,}80...0{,}82$.

Для схемы антенны, изображенной на рис. 5.23*в*, на частоте f_1 длина $l_1=0{,}25K_1\lambda_1$, где K_1 — коэффициент укорочения из-за торцевых емкостей, а длина $l_2=0{,}25K\lambda_1$. На частоте f_2 длина $l_4=$ $=0{,}25K_2\lambda_2=l_1+l_2+l_3$, где длина обычно подбирается опытным путем. Из приведенных данных следует, что при $K=0{,}82$ $\lambda_2\geqslant1{,}89\lambda_1$, а при $K=0{,}66$ $\lambda_2\geqslant1{,}72\lambda_1$.

Пример конструкции рассматриваемой схемы антенны приведен на рис. 5.23*г*. Эта антенна работает в диапазонах 14 и 28 МГц.

Рассматриваемый метод не учитывает влияния окружающего пространства, и поэтому на практике длину отрезка l_3 подбирают при настройке антенны.

На практике может случиться, что для диполя со вставками $0{,}5\lambda_1$ окажется больше, чем $0{,}5\lambda_2$. Например, если $\lambda_1=42{,}8$ м, $\lambda_2=$ $=81{,}0$ м, то тогда $l_4=0{,}90\lambda_2/4=18{,}2$ м. Так как $l_1=0{,}92\lambda_1/4=$ $=9{,}65$ м и $l_2=0{,}82\lambda_1/4=8{,}76$ м, то сумма $l_1+l_2=9{,}65+8{,}76=$ $=18{,}41$ м, что на 0,2 м больше, чем l_4.

В этом случае уменьшаем l_1 на 20 см и подключаем свободно висящий кусок провода длиной 20 см, выполняющий роль шлейфа. Таким образом, получаем антенну, показанную на рис. 5.23*д*.

Такие же шлейфы можно использовать на конце антенны, если она окажется короткой. Часто целесообразно использовать антенну, длина которой на 1...2% меньше, чем это следует из расчетов. Если же потребуется удлинить антенну, то для этих целей вновь воспользуемся шлейфом. Применяя этот принцип и используя двухпроводную линию в ленточном диэлектрике, можно получить антенну на четыре диапазона: 3,5; 7; 14; 28 МГц (рис. 5.23*е*). Ленточный провод закрепляется на концах так, как было показано на рис. 5.9. Ленточный провод выдерживает нагрузку до 40 кг. Провода в местах подключения следует пропаивать, а места пересечения проводов в точках *A*, *B*, *C* и *D* (см. рис. 5.23*д*) — хорошо укреплять.

Для придания прочности антенны по всей ее длине можно навить диэлектрический канат диаметром 1—2 мм. Провод после натяжения прикрепляется к изоляторам. Прочность такой конструкции характеризуется следующим образом: разрыв наступает при нагрузке 50...200 кг.

Антенна, показанная на рис. 5.23*е*, содержит ряд разомкнутых шлейфов, которые служат для ее подстройки в отдельных диапазонах. Длина шлейфов подбирается экспериментально.

Антенна, работающая в диапазоне 7 МГц, может также работать и в диапазоне 21 МГц. Шлейф, предназначенный для подстройки в диапазоне 7 МГц, в диапазоне 21 МГц имеет электрическую длину около $3\lambda/4$, что позволяет ему выполнять те же самые функции. Следует отметить, что входное сопротивление в этом диапазоне велико.

Такая антенна с учетом большой добротности четвертьволновых короткозамкнутых вставок имеет более узкую полосу, о чем свидетельствуют графики рис. 5 23*ж—и*. График *ж* относится к антенне, работающей в диапазонах 14 и 28 МГц (см. рис. 5.23*г*); график *з* относится к антенне для диапазонов 3,5; 7 и 14 МГц (см. рис. 5.23*д*); график *и* — к антенне, работающей в диапазонах 3,5; 7; 14; 28 МГц (см. рис. 5.23*е*).

Многодиапазонная антенна W3DZZ. Вместо линейных четвертьволновых отрезков линии можно использовать контур *LC*. При таком схемном решении на частотах, отличных от резонансных, контур вносит реактивное (индуктивное или емкостное) сопротивление.

Секрет популярности данной антенны состоит в том, что ее длина не превышает 33 м и что она хорошо работает в пяти диапазонах. Принцип действия рассматриваемой антенны достаточно просто уяснить при анализе рис. 5.24. Целесообразно привести следующую информацию:

1. Основным элементом антенны является диполь, резонансная частота которого равна 7,05 МГц.

2. Подключенные на концах диполя контура, настроенные на резонансную частоту 7,05 МГц, не вносят изменений в параметры антенны в этом диапазоне.

3. Подключая за резонансными контурами отрезки длиной 6,7 м, получаем полуволновый диполь с несколькими резонансными частотами.

4 Второй резонанс антенны получаем в диапазоне 80 м. Диполь имеет физическую длину меньше, чем $\lambda/2$ (33,14 м), но благодаря подключению катушек индуктивности электрическая длина увеличивается и резонанс в диполе достигается при частоте 3,6 МГц ($\lambda/2=41,7$ м).

5. Третий резонанс диполя получаем в системе «внутренний отрезок — укорачивающий конденсатор — внешние отрезки — их емкость на землю». Резонанс получается в пределах от 4,2 до 4,7 МГц Точное значение резонансной частоты определяется концевой емкостью диполя, емкостью диполя на землю (значение этой емкости зависит от окружающего антенну пространства, высоты подвеса антенны над землей и диаметра проводов).

6. Четвертый резонанс появляется около частоты 14,2 МГц. Длина диполя превышает $3\lambda/2$. Распределение тока в таком диполе показано на рис. 5.24*д* пунктирной линией Включение емкости приводит к укорочению диполя. Теперь узлы тока должны приходиться на концы диполя. Однако из-за торцевых емкостей на концах дипо-

ля ток имеет некоторую, отличную от нуля, величину. Это обстоятельство и приводит к смещению резонансной частоты от точного значения 14 МГц.

7. Существует и пятый резонанс. Он соответствует частоте около 21,1 МГц. Как и ранее, включение емкости *C* приводит к укорочению линии, а концевые емкости — к удлинению. Поэтому на час-

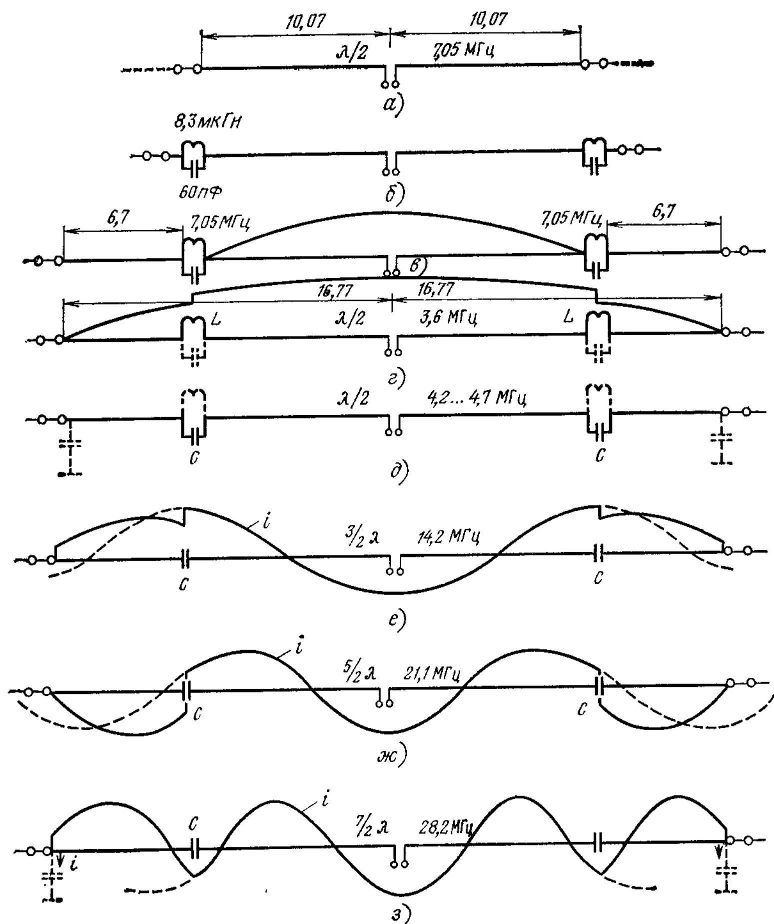


Рис. 5.24. Схема антенны W3DZZ и распределение тока в ней в различных частотных диапазонах

тоте 21,1 МГц по длине диполя укладываются примерно пять полуволн. Точная резонансная частота диполя зависит от торцевых емкостей и может изменяться в пределах от 21,0 до 23,5 МГц. В этом диапазоне точкам подключения питания соответствует пучность тока, и поэтому входное сопротивление мало (около 120 Ом).

8. Шестой резонанс соответствует частоте около 28,2 МГц. На этой частоте по длине диполя укладываются семь полуволн. В этом диапазоне влияние торцевой емкости сказывается наибольшим образом, внося во входное сопротивление антенны большую реактивную составляющую. При резонансе входное сопротивление антенны равно 130 Ом.

Эквивалентную схему антенны для диапазонов 10, 15 и 20 м можно представить себе так, как показано на рис. 5.25. На этом рисунке буквой C обозначена емкость, которой обладает резонансный контур LC (необходимый для работы в диапазоне 3,5 МГц), на более высоких частотах. Концевая емкость антенны обозначена $C_к$.

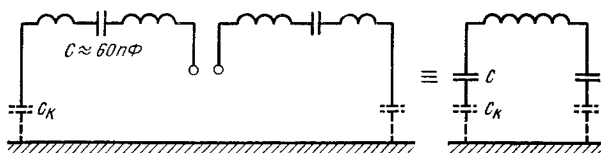


Рис. 5.25. Эквивалентная схема антенны W3DZZ для частот выше 7 МГц

Контур, показанный на рис. 5.25, имеет резонансную частоту, находящуюся в пределах от 4,2 до 4,7 МГц. Высшие гармоники резонансной частоты определяются следующим образом:

основная гармоника — 4,2; 4,3; 4,7 МГц;
третья гармоника — 12,6; 12,9; 14,1 МГц;
пятая гармоника — 21,0; 21,5; 23,5 МГц;
седьмая гармоника — 29,4; 30; 33,0 МГц.

Из приведенных данных следует, что антенна не может быть одновременно резонансной точно во всех требуемых диапазонах.

В анализируемой антенне индуктивность катушки $L=60$ мкГн, а емкость конденсатора $C=60$ пФ. Обычно используют катушки без сердечников со следующими параметрами: а) диаметр 50 мм, длина 80 мм, число витков 19; б) диаметр 30 мм, длина 60 мм, число витков 25.

Как уже говорилось, емкость конденсатора $C=60$ пФ.

Этот конденсатор должен сохранить работоспособность под напряжением около 3 кВ (на высших частотах), особенно в диапазоне 40 м, когда к обкладкам конденсатора прикладывается значительное напряжение.

Точная настройка антенны в резонанс на частоте 7 МГц, достигается путем настройки контура LC (обычно изменением числа витков катушки индуктивности). Система должна быть работоспособной в широком интервале рабочих температур, не подвергаясь при этом перестройке. Допустимое изменение резонансной частоты, вызванное температурным перепадом, не должно превышать ± 20 кГц.

Обычно катушка контура после настройки помещается в изоляционную коробку — трубку. Конденсатор C обычно располагают в середине трубки. После вывода концов катушки ее торцы закрывают, чтобы уменьшить влияние влаги. С этой целью торцевые концы трубки заливают воском, смешанным с небольшим количеством канифоли.

Если требуемых для контура конденсаторов с емкостью нет в наличии, то в качестве емкости можно использовать отрезок коаксиального кабеля. Пользуясь мостом для измерения емкостей, под-

бирают точную длину отрезка коаксиального кабеля, соответствующую емкости $C=60$ пФ. Для этого берут отрезок длиной 1,6...
...1,8 м, измеряют его емкость и далее, укорачивая, находят точную длину отрезка. Желательно все же взять отрезок кабеля длиннее на 2—3 см.

Одну сторону коаксиального кабеля соединяют с катушкой индуктивности, а вторую оставляют свободной. После соединения кабеля с катушкой производят точное измерение необходимой длины кабеля, а излишек отрезают. Далее отрезок коаксиального кабеля укрепляют вдоль провода антенны.

Можно также самому изготовить конденсатор C в виде двух медных пластин, размеры которых и расстояние между которыми рассчитываются по известным формулам. Точную настройку такого конденсатора осуществляют опытным путем. Отметим, что конденсатор, изготовленный самостоятельно, несколько ограничивает мощность (до 1 кВт), которую подают на вход антенны.

Достаточно серьезной проблемой является питание и согласование антенны. Напомним, что при резонансе входное сопротивление изменяется (при переходе от диапазона к диапазону) в пределах от 0 до 130 Ом, причем значение этого сопротивления сильно зависит от высоты подвеса антенны

Исследования некоторых вариантов антенны, проведенные авторами, дали следующие результаты, которые могут оказаться полезными для радиолюбителей при конструировании собственных антенн.

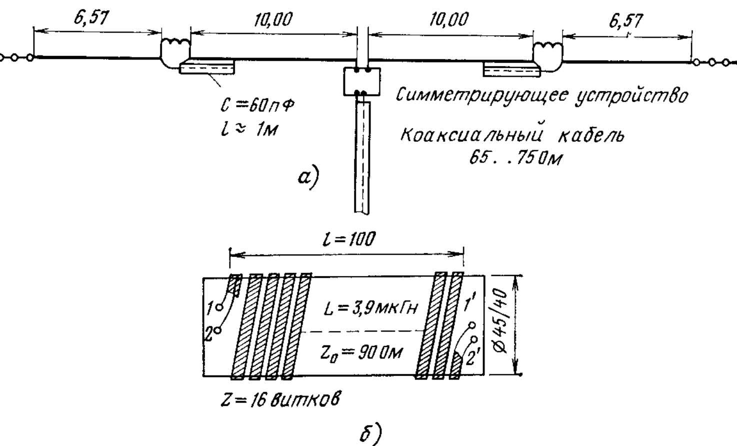


Рис 5 26. Антенна W3DZZ·
а — схема антенны; б — способ выполнения намотки симметрирующего устройства

На рис. 5.27*а*—*д* представлены частотные зависимости коэффициента стоячей волны $K_{стU}$ для антенны, показанной на рис. 5.26*а*:

а) без симметрирующего устройства;

б) с симметрирующим устройством (см. рис. 3 23), содержащим ×3 витка диаметром 210 мм с индуктивностью $L=11$ мкГн. Пунктирная линия соответствует случаю, когда одно из плечей вибратора укорочено на 8 см, т. е. имеет длину 9,92 м (вместо 10,00 м);

в) с симметрирующим устройством (см. рис. 3.23*б*), имеющим 2×3 витка с диаметром 130 мм с индуктивностью $L=5$ мкГн;

г) с симметрирующим устройством (см. рис. 5.26*б*), имеющим размеры: диаметр катушки 45 мм, $l=100$ мм, число витков $N=16$, индуктивность $L=3{,}9$ мкГн, $e=2{,}5$ мм, $C_{1-2}=180$ пФ;

д) без симметрирующего устройства, но с конденсатором C_a емкостью 47 пФ на зажимах антенны.

Сравнивая представленные на рис. 5.27 кривые, можно заметить, что без симметрирующего устройства антенна работает удовлетворительно в диапазонах 3,5 и 21 МГц (в диапазонах 14 и 28 МГц антенна не находится в резонансе). В антеннах, характеристики которых представлены на рис. 5.27*д*, дополнительный конденсатор емкостью 47 пФ чуть-чуть ухудшает условия работы в диапазоне 21 МГц ($K_{стU}$ возрастает до 2), но зато резко улучшает условия работы антенны в диапазоне 14 МГц ($K_{стU}$ уменьшается до 2). Из графиков также следует, что незначительному ухудшению параметры антенны подвергаются в диапазоне 7 МГц и значительно ухудшаются в диапазоне 28 МГц. Симметрирующие устройства вносят дополнительные шунтирующие емкости и индуктивности. В антеннах, параметры которых представлены на рис. 5.27*б*—*г* (в диапазоне 21 МГц), использовались симметрирующие устройства. Как известно, отсутствие симметрии создает различные условия для обоих плеч вибратора, в результате чего в антенне появляется ряд нежелательных резонансов, а ток асимметрии, протекая по поверхности экрана, создает большое электромагнитное поле в пространстве, окружающем передатчик. Антенна с симметрирующим устройством имеет ярко выраженный собственный резонанс, причем в этом случае частота резонанса далеко отстоит от диапазона 22,2 МГц. Антенну следовало бы электрически удлинить, хотя бы с помощью увеличения концевой емкости или высоты подвеса.

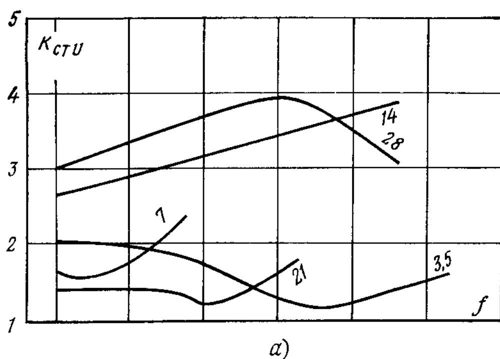
В диапазоне 14 МГц применение симметрирующего устройства обеспечивает одновременно широкополосность антенны и малое значение $K_{стU}$ (в случае *2* — до значения $K_{стU}=1{,}05$, что свидетельствует об очень хорошем согласовании).

В диапазоне 7 МГц применение симметрирующего устройства, выполненного из коаксиального кабеля (см. рис. 5.27*б*, *в*), из-за емкости монтажа несколько увеличивает электрическую длину антенны, т. е. снижает резонансную частоту. Трансформирующее симметрирующее устройство (см. рис. 5.27*г*) несколько уменьшает электрическую длину антенны (сравни с рис. 5.27*а*), но в этом случае $K_{стU}<2$.

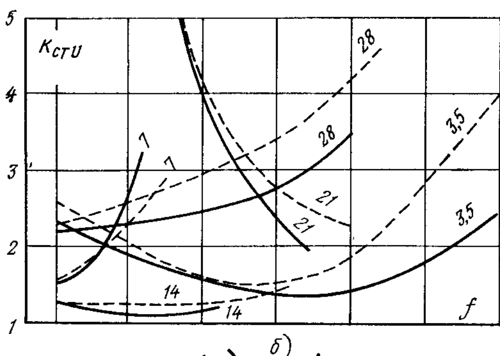
В диапазоне 3,5 МГц применение симметрирующего устройства (см. рис. 5.27*б* и *г*) практически не влияет на параметры антенны, а в случае, соответствующем рис. 5.27*в*, приводит к ухудшению согласования ($K_{стU}>4{,}5$). Это явление, по-видимому, может быть вызвано резонансом индуктивности и емкости симметрирующего устройства.

В диапазоне 28 МГц симметрирующие устройства (см. рис. 5.27*б*, *г*) несколько улучшают ситуацию ($K_{стU}<3$), но, несмотря на это, антенна все же оказывается несогласованной. На рис. 5.27*б* дополнительно показано влияние укорочения одного плеча (пунктирная линия) на 8 см. Результаты экспериментов свидетельствуют, что небольшое укорочение оказывает значительное влияние на $K_{стU}$.

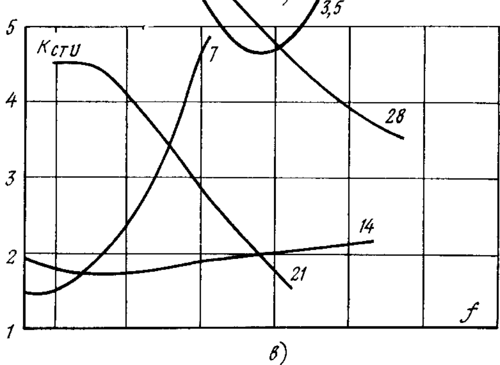
Из приведенного материала вытекает, в частности, и такой вывод: после изготовления рассматриваемой антенны крайне важно измерить $K_{стU}$ и провести дополнительную подстройку антенны во



а)



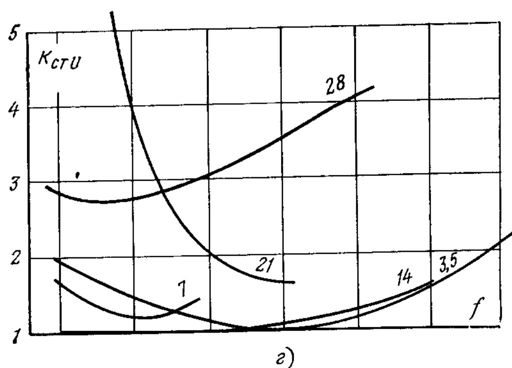
б)



в)

всех диапазонах. Подстройку можно осуществлять следующими способами. изменением параметров симметрирующего устройства, изменением высоты подвеса антенны, изменением длины отдельных элементов антенны.

Однако при выполнении всех этих операций целесообразно соблюдать простое правило — не изменять резонансную частоту контура (7,05 МГц).



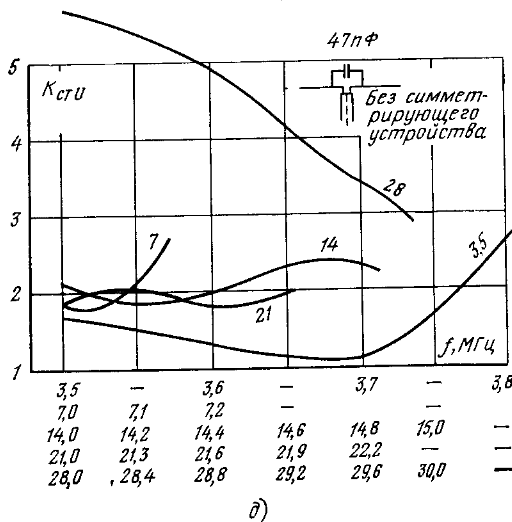


Рис. 5.27. Частотная характеристика $K_{ст\,U}$ антенны W3DZZ (*а* — *д* см. по тексту); шкала, приведенная на рис. *д*, относится и к остальным рисункам

Характеристики направленности антенны зависят от частоты. Обратим внимание на тот факт, что характер распределения токов по длине антенны не является типичным и ранее нами не анализировался. Диаграммы направленности данной антенны приведены на рис. 5.28.

Варианты антенны W3DZZ. В последние годы появлялись новые решения, направленные на улучшение параметров антенны W3DZZ. Эти решения нами систематизированы и представлены в табл. 5.6.

Сочетая способ построения антенны с включением неоднородностей со способом построения многодипольных антенн, можно получить новые схемные решения (рис. 5.29*б*). Однако следует подчеркнуть, что это направление еще недостаточно хорошо изучено.

Антенна W7QB. Несколько раньше, чем антенна W3DZZ, использовалась антенна с четырьмя встроенными контурами. Эта антенна была сконструирована радиолюбителем с позывным W7QB и предназначалась для работы в диапазонах 3,5; 14; 21 МГц. На рис. 5.30 приведена схема антенны и указаны основные размеры. Основным элементом антенны является полуволновый диполь на 3,7 МГц. В антенну встроены резонансные контура L_1C_1 и L_2C_2.

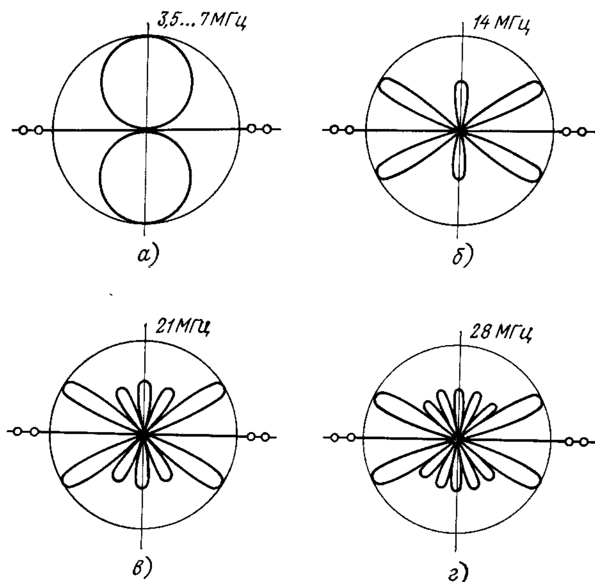


Рис. 5.28. Диаграмма направленности антенны W3DZZ в различных диапазонах

В диапазоне 14 МГц контур L_2C_2 «отрезает» внешнюю часть плеча вибратора. Длина антенны (отсчет ведется от симметрирующего устройства) составляет 2×3 λ/4. Контур с $L_2=5$ мкГн и $C_2=25$ пФ имеет резонансную частоту $f_2=14,2$ МГц. Антенна в диапазоне 14 МГц имеет усиление $G=1,8$ дБ (по сравнению с полу-

ТАБЛИЦА 5.6

Разновидности антенны W3DZZ (к рис. 5.29*а*)

l_1, м	l_2, м	L, мкГн	C, пФ	Диапазоны, МГц	Позывные автора
9,76	6,71	8,2	60	3,74; 7,20; 14,15; 21,40; 30	W 3 DZZ
9,76	6,71	8,0	65	3,70; 7,20; 14,10; 21,50; 30	W 9 JYH
9,76	6,71	5,8	85	3,85; 7,28; 14,00; 21,40; 29,8	W 9 JYH
9,76	6,71	4,6	102	3,92; 7,24; 13,80; 21,35; 29,9	W 9 JYH
9,76	6,40	5,0	95	3,90; 7,25; 14,10; 21,50; 29,9	W 9 JYH
10,07	6,71	8,5	60	3,70; 7,05; 14,10; 21,20; 28,4	D M 2 ABK
9,00	6,55	—	50	—	G 8 KW
5,08	3,20	4,7	27	7,20; 14,10; 21,20; 28,2	K 2 GU

волновым диполем). В диапазоне 21 МГц контур L_1C_1 ($L_1=2$ мкГн и $C_1=25$ пФ) отсекает часть антенны и ее рабочая длина составляет $2\times3\,\lambda/4$.

Антенна возбуждается с помощью коаксиального кабеля через симметрирующее устройство без трансформации сопротивлений (ко-

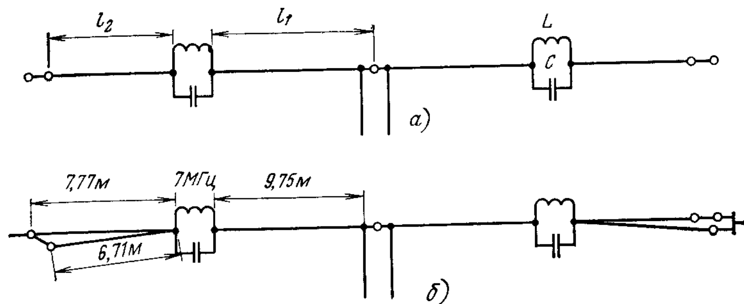


Рис. 5.29. Антенна W3DZZ:
а — основные параметры (для табл. 5.6); *б* — один из вариантов выполнения антенны

эффициент трансформации 1 : 1). Недостатком антенны является то, что она работает только в трех диапазонах, а основным достоинством — большее значение усиления, чем у полуволновой антенны, а также меньшие габаритные размеры (длина 32 м).

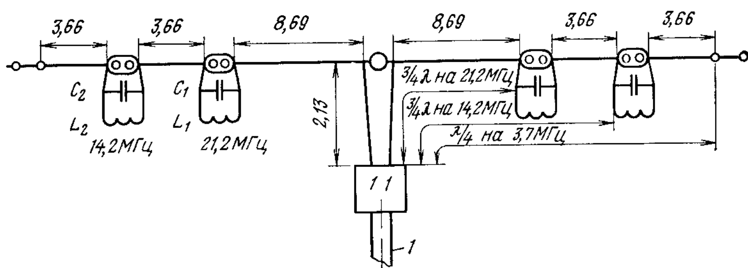


Рис. 5.30. Антенна W7QB:
1 — симметрирующее устройство для коаксиальной линии питания

Антенна HA5DM. На рис. 5.31 представлен «петлевой» вариант антенны W3DZZ, которая возбуждается двухпроводной линией в ленточном диэлектрике с $Z_0=240\ldots300$ Ом. Резонансные контура, настроенные на частоту 7,05 МГц, состоят из катушки с индуктивностью $L=6,4$ мкГн и конденсатора с емкостью $C=68$ пФ (рабочее напряжение $U_{раб}=3$ кВ). Катушка выполнена из посеребренного провода диаметром 3 мм.

Данная антенна обладает несколько большей широкодиапазонностью по сравнению с антенной W3DZZ. Коэффициент стоячей волны, как уже неоднократно отмечалось, зависит от окружающей среды. Для антенны HA5DM были достигнуты следующие значения $K_{стU}$: для 3,5 МГц — 1,2; для 7 МГц — 1,3; для 14 МГц — 1,5; для 21 МГц — 1,8 и для 28 МГц — 2,0.

Укороченная антенна. Каждый радиолюбитель, устанавливающий антенну, стремится получить максимальную эффективность. На практике часто встречаются объективные причины, которые вызывают снижение эффективности антенны. Наиболее распространенной причиной является нехватка места для установки антенны (особенно сильно сказывается это обстоятельство при установке антенны

680 10 1990 10 680
52
L=6,4мкГн
30
340 330
C=68пФ
240...300 Ом

Рис 5 31. Антенна HA5DM (размеры даны в сантиметрах)

для 80-метрового диапазона, в котором начинают свою работу радиолюбители). Кроме того, даже при работе в более высокочастотном диапазоне, как правило, не имеющемся в распоряжении радиолюбителя пространстве (обычно крыши домов) удается расположить только одну антенну из числа тех, которые до сих пор рассматривались.

Поэтому теперь перейдем к рассмотрению основных схем укороченных антенн. В основном будем касаться антенн, предназначенных для работы в диапазонах 40 и 80 м. Отметим, что универсального рецепта по выбору схемы антенны для диапазона 80 м не существует. Представленные ниже описания антенн должны помочь радиолюбителю принять решение, соответствующее местным условиям. Первую антенну можно рассматривать как вариант петлевой антенны, уже в определенной степени нам хорошо знакомой.

3,5МГц
3,5МГц
L=λ/8
V=λ/8
7МГц
λ/8 λ/8
λ/4
L=10,30м
Искусственная земля
V=10,3м (8,71м)
60...75 Ом
а) б) в) г)

Рис 5 32 Двухдиапазонная антенна типа Т:
а—в — трансформация вертикального диполя в антенну типа Т; г — основные геометрические размеры

Двухдиапазонная антенна типа Т. Показанная на рис. 5.32 антенна типа Т имеет достаточно компактную конструкцию и не занимает много места в пространстве. Она предназначена для работы в диапазонах 40 и 80 м. В диапазоне 80 м антенна работает как вибратор с вертикальной поляризацией, выполненный из двухпроводной линии, и имеет эффективную длину около λ/4.

Трансформируя конфигурацию четвертьволнового диполя так, как это показано рис. 5.32, получаем антенну типа Т, имеющую ту же самую резонансную частоту. В диапазоне 3,5 МГц излучение происходит в основном с вертикальной части антенны, а горизонтальная часть выполняет роль концевой емкости. Входное сопротивление антенны составляет около 100 Ом. Характеристики излучения (КПД, направленные свойства) очень сильно зависят от свойств почвы. Отметим в этой связи, что данная антенна требует применения заземляющей системы (более подробно см. § 5.1).

В диапазоне 7 МГц излучает горизонтальная часть антенны, которую можно рассматривать как петлевую антенну. Так как периметр этой антенны составляет λ/4, то ее входное сопротивление велико.

Вертикальная часть антенны в данном случае не излучает, а является четвертьволновым трансформатором, позволяющим согласовать входное сопротивление антенны с волновым сопротивлением линии питания (Z_0=200 Ом).

В диапазоне 80 м антенна работает как вертикальный диполь. Важно подчеркнуть, что линия питания должна быть расположена перпендикулярно к поверхности земли и что вблизи антенны не должны находиться громоздкие объекты. В противном случае диаграмма направленности в горизонтальной плоскости не будет круговой.

Антенна типа «инвертированное V». В ряде случаев местные условия не позволяют установить две мачты, которые обычно требуются для размещения антенны. Поэтому приходится ограничиться применением антенн, использующих одну мачту. К ним относится антенна типа «инвертированное (перевернутое) V», показанная на рис. 5.33. Эту антенну можно рассматривать как полу-

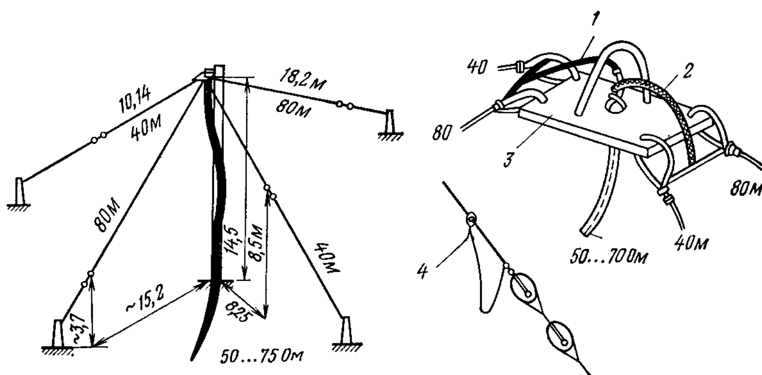
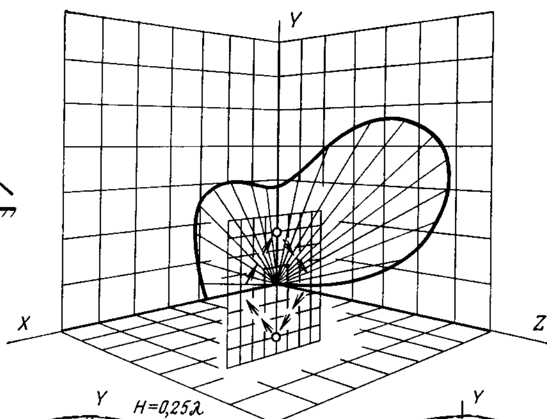


Рис 5.33 Антенна типа «инвертированное V» для диапазонов 3,5 и 7,0 МГц: 1 — средняя жила коаксиального кабеля; 2 — экран коаксиального кабеля, 3 — изоляционная пластина, 4 — перемещающийся зажим



а)

в)

волновый диполь, плечи которого расположены под углом Δ(Δ≠≠180°) друг к другу

На рис. 5.34*а* приведена схема расположения антенны типа «инвертированное V» относительно прямоугольной координатной систе-

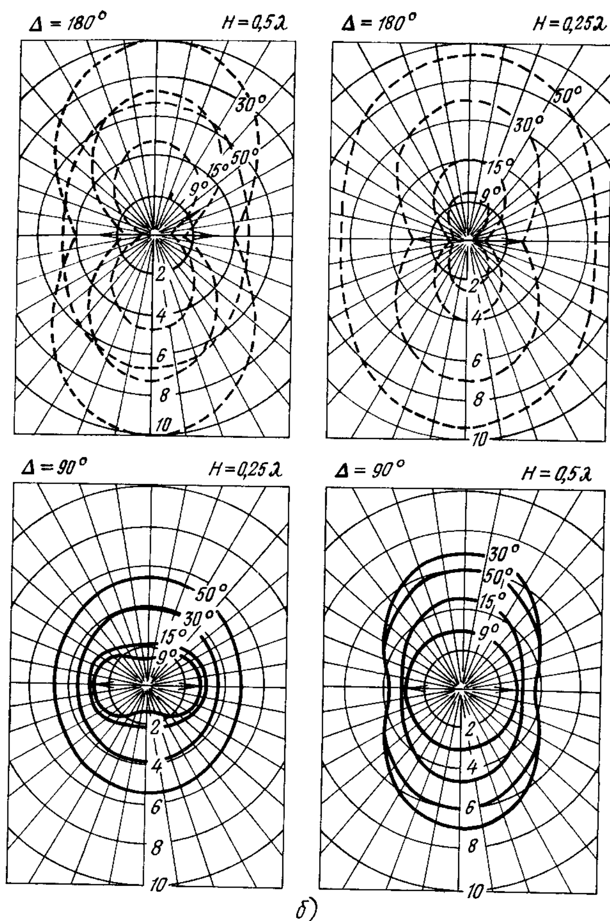


Рис. 5 34. Характеристики направленности антенны типа «инвертированное V»: *а* — расположение антенны в прямоугольной системе координат; *б* — проекция на горизонтальную плоскость, *в* — проекция на вертикальную плоскость

мы XYZ. Плечи вибратора антенны лежат в плоскости XY. Угол между ними равен Δ. В предельном случае, т. е. при $\Delta=180°$, рассматриваемая антенна переходит в обычный горизонтальный диполь.

На рис. 5.34 приведены диаграммы направленности антенны в двух основных сечениях (плоскостях YZ и YX) в зависимости от высоты антенны H. Сплошные линии на этих рисунках соответствуют антенне с $\Delta=90°$, пунктирные — антенне с $\Delta=180°$ (горизонтальному диполю), а штрихпунктирные — антенне с $\Delta=270°$, т. е. антенне, плечи которой повернуты вверх

Из диаграмм, приведенных на рис. 5.34, для плоскости YZ, видно, что обычный диполь ($\Delta=180°$) имеет лучшие характеристики

направленности по сравнению с двумя другими антеннами. Однако направленные свойства антенны типа «инвертированное V» в плоскости YZ более предпочтительны, особенно с точки зрения излучения антенны под малыми углами.

Более наглядно видны преимущества антенны типа «инвертированное V» из анализа диаграмм, приведенных на рис. 5.34*б*, где даны проекции на горизонтальную плоскость сечений диаграмм, соответствующих указанным на диаграммах значениям угломестного направления (две верхние диаграммы соответствуют обычному диполю, а две нижние — антенне типа «инвертированное V»). Приведенные диаграммы соответствуют коническим сечениям пространственной диаграммы, проведенным под углами 9°, 15°, 30°, 50°.

Отметим, что реальные характеристики направленности будут иметь вид, отличный от приведенных на рис. 5.34, что обусловлено конечной проводимостью земли, а также влиянием близко расположенных предметов, имеющих значительную протяженность (например, металлических столбов для освещения, водостоков и пр.).

Укажем также, что рассматриваемую антенну довольно просто оборудовать в полевых условиях, где для ее развертывания требуется лишь одно достаточно высокое дерево.

В диапазоне 40 м удается реализовать $K_{стU}<1{,}1$, в диапазоне 80 м — $K_{стU}<1{,}4$.

Многие авторы подчеркивают, что рассматриваемая антенна имеет значительную мощность излучения под малыми углами места, что позволяет рассматривать ее как средство излучения, пригодное для дальней радиосвязи. Для увеличения широкополосности антенны ее плечи выполняют в виде набора отдельных проводов, размещенных на расстоянии 10...30 см друг от друга.

Как показали исследования, значение $K_{стU}$ антенны можно значительно изменить путем небольшой коррекции угла Δ. Кроме того, при настройке антенны рекомендуется к концу плеча вибратора подсоединить кусок провода (шлейф), перемещением которого вдоль плеча вибратора можно добиться лучших по согласованию результатов.

Радиолюбитель с позывными K4DSX провел тщательное исследование данной антенны, часть результатов которых приведена на рис. 5.35. На рис. 5.35*б* показано изменение входного сопротивления антенны в зависимости от высоты подвеса антенны и угла Δ. Эти результаты справедливы для идеально проводящей земли. Высота подвеса H антенны над землей влияет и на коэффициент укорочения антенны (рис. 5.35*в*). Отмечается также, что значение коэффициента укорочения в слабой степени зависит от погодных условий.

Укороченная антенна типа «инвертированное V». Если не хватает места для установки антенны типа «инвертированное V», то можно, несколько модернизировав антенну, существенно уменьшить ее габаритные размеры. Модернизация заключается в том, что в состав антенны вводят удлиняющие катушки индуктивности. Конструкция такой модернизированной антенны (рис. 5.36) может обеспечить работу в трех диапазонах частот: 3,5 и 7 МГц.

В этом варианте мачта антенны имеет высоту около 7 м, а концы антенны укрепляются в двух точках на высоте 1,5 м над поверхностью земли.

Отличие рассматриваемой антенны от предыдущей (рис. 5.21) заключается из способа питания: здесь используется дельта-трансформатор (см. § 3.2). Питание к антенне подводится через коакси-

альный кабель, волновое сопротивление которого $Z_0=50\dots75$ Ом. На выходе передатчика должен быть установлен фильтр, который дает возможность осуществить точное согласование сопротивлений во всем диапазоне частот.

Электрические параметры земли сильно влияют на характеристики антенны, особенно на ее концевую емкость. Поэтому после изго-

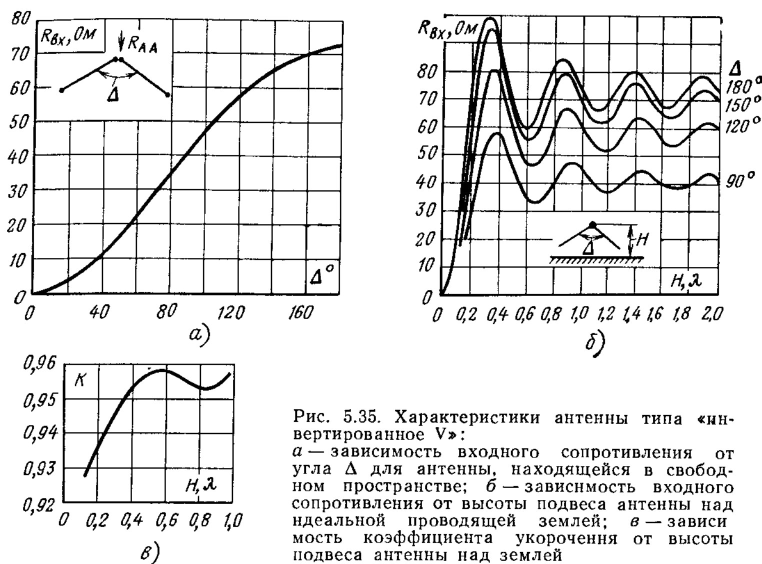


Рис. 5.35. Характеристики антенны типа «инвертированное V»:
а — зависимость входного сопротивления от угла Δ для антенны, находящейся в свободном пространстве; *б* — зависимость входного сопротивления от высоты подвеса антенны над идеальной проводящей землей; *в* — зависимость коэффициента укорочения от высоты подвеса антенны над землей

товления антенна нуждается в настройке. Во время настройки и согласования антенны необходимо следить за частотой резонанса. С этой целью вокруг питающей линии размещают одновитковую петлю, которая через соединительную линию подключена к приемнику. Целесообразно также проводить измерения $K_{стU}$ в нескольких точках рабочего диапазона, а результаты наносить на график. Этот спо-

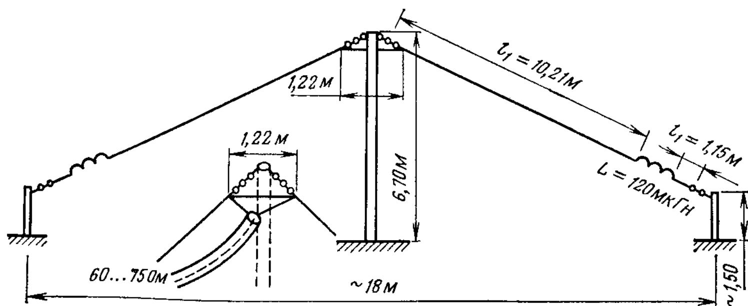


Рис. 5.36 Укороченная антенна типа «инвертированное V» для диапазонов 3,5 и 7,0 МГц

соб, хотя и является более трудоемким, позволяет получить более правильную оценку параметров антенны.

Отклонение от резонансной частоты ($f_{рез}=3,5$ МГц) на 100 кГц соответствует изменению длины антенны (со стороны земли) на 5 см. Если не удается добиться хороших результатов по согласованию обычными методами, то рекомендуем использовать еще один: изменить точки подключения дельта-трансформатора. Антенна в диапазоне 80 м является узкодиапазонной.

Заметим, что оба варианта антенны типа «инвертированное V» могут быть использованы для быстрого развертывания станции в полевых условиях. Мачту для таких антенн легко изготовить из подручных средств, например из мачт и кронштейнов обычной палатки. Два человека могут установить такую антенну за 20 мин.

Семидиапазонная антенна типа «инвертированное V». Используя антенну с резонансным питанием, можно построить антенну, способную работать в семи диапазонах частот. Эта антенна при переходе на другой диапазон требует ручного переключения путем изменения длины перемычек, укрепленных на изоляторах. Перемычки с одной стороны заканчиваются зажимом типа «крокодил». Питание антенны осуществляется с помощью коаксиального кабеля длиной 41,6 м и волновым сопротивлением $Z_0=$ $=60$ Ом. Размеры антенны указаны на рис. 5.37.

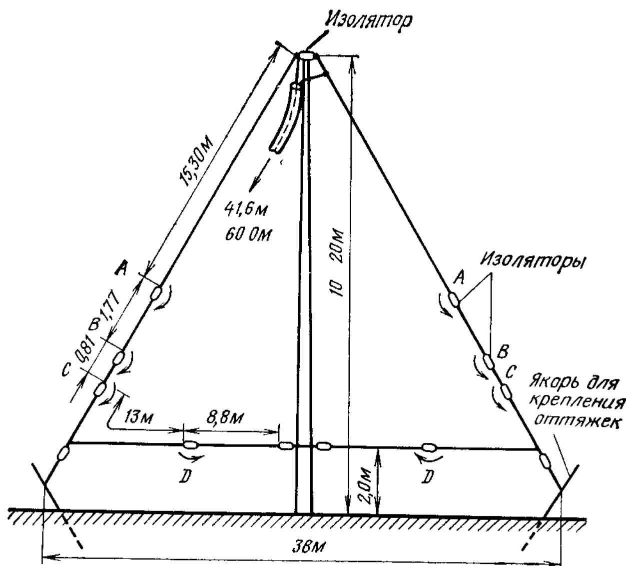


Рис. 5.37. Антенна типа «инвертированное V» для диапазонов 1,8; 3,5; 7; 14; 21; 28; 50 МГц

Ниже для каждого из семи диапазонов приведены состояния всех перемычек (замкнута или разомкнута) и их комбинации, при которых антенна настраивается в резонанс:

Диапазон, МГц	Замкиуты	Разомкнуты
1,8	A, B, C, D	—
3,5	A, B	C, D
7,0	A, B, C,	D
14,0	—	A, B, C, D
21,0	A	B, C, D
28,0	A, B	C, D
50,0	A, B, C	D

Антенна типа «проволочная пирамида». Схема антенны приведена на рис. 5.38. Исследования показали, что такая антенна работает не хуже, чем полуволновый диполь длиной 40 м, подвешенный на высоте 29 м (диапазон 3,5 МГц). При более низком размещении полуволнового диполя над землей его сопротивление излучения уменьшается, что эквивалентно снижению КПД. Так, например, из рис. 5.35*б*, следует, что при высоте подвеса над зем-

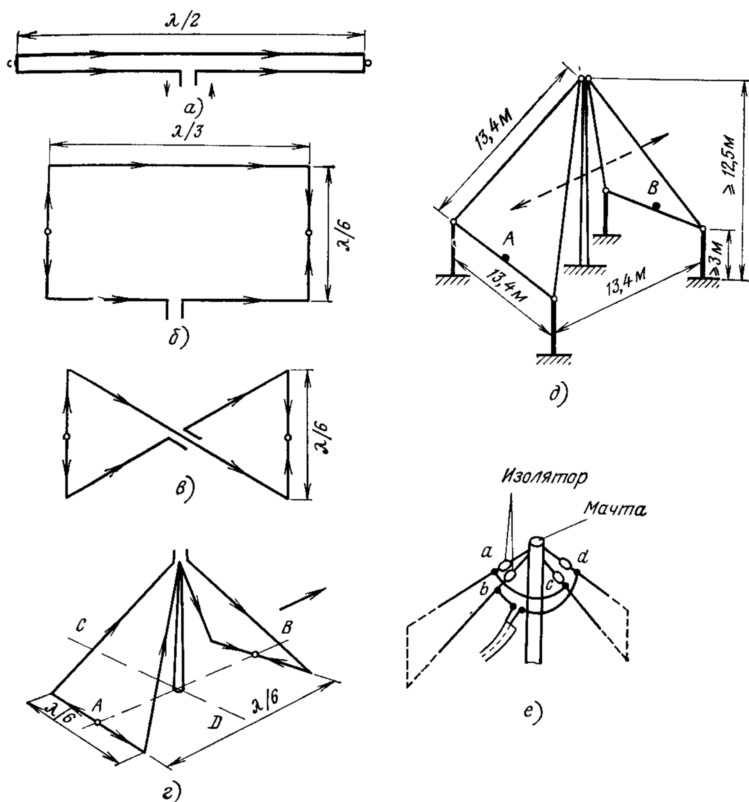


Рис. 5.38 Антенна типа «проволочная пирамида»:
а—г — этапы преобразования полуволнового диполя в пирамидальную антенну; *д* — конструкция антенны; *е* — схема подключения линии питания в виде коаксиального кабеля

лей, равной 8 м, полуволновый диполь в диапазоне 80 м, имеет сопротивление излучения около 20 Ом Кроме того, полуволновая дипольная антенна требует для своего размещения много места (это очень серьезное ограничение для низкочастотных антенн), а при использовании схем укорочения становится достаточно узкополосной.

Эти причины побудили (и продолжают побуждать) исследователей искать новые технические решения, к числу которых относится схема проволочной антенны-пирамиды.

На рис. 5 38*а—г* показаны основные этапы трансформации диполя в пирамиду. Размеры конкретной пирамидной антенны указаны на рис. 5 38*д*. Габаритные размеры антенны по горизонтали 13,4×13,4 м^2 являются наименьшими размерами по сравнению со всех описанных антенн.

Антенна излучает достаточно сложным образом Наклонные части антенны-пирамиды излучают и горизонтально и вертикально поляризованную волну. Исследования показали, что при малых углах места максимум излучения антенны соответствует направлению *АВ*, а характеристики направленности близки к тем, что показаны на рис. 5 34*а*. При больших значениях угла места антенна-пирамида имеет почти круговую диаграмму направленности

Для организации дальней радиосвязи требуется излучение антенны под малыми углами места. Это достигается путем поднятия антенны на высоту $\lambda/4$. Нижнюю часть антенны рекомендуется размещать на высоте 3 м, что диктуется требованиями техники безопасности, так как нижняя часть антенны находится под значительным напряжением.

Входное сопротивление антенны зависит от высоты подвеса (рис. 5 35*б*). Антенна возбуждается с помощью коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 60...75 Ом. Для данной антенны применение симметрирующих устройств необязательно.

Рассматриваемая антенна достаточно широкополосна, а ее резонансная частота $f_{рез}$=3,7 МГц Подстройка антенны на меньшие резонансные частоты осуществляется с помощью кусков провода, подключенных к точкам *А* и *В*. Можно ориентировочно считать, что отрезок длиной 2×45 см снижает резонансную частоту на 50 кГц. Линия питания антенны должна иметь длину $\lambda/2$, однако это требование достаточно нежесткое: в случае более короткой или более длинной линии питания компенсация реактивной составляющей сопротивления осуществляется с помощью π-фильтра, расположенного на входе приемника.

Вершина мачты, на которой крепится антенна-пирамида, может быть использована для закрепления антенны других типов.

Антенна типа «дельта+инвертированное V». Поиски лучших вариантов антенны, работающей в диапазонах 1,8; 3,5; 7 МГц, привели к созданию двойной антенны со свойствами, по мнению авторов, лучшими, чем у простой антенны типа «инвертированное V». Эта антенна, разработанная радиолюбителем с позывными W2EGH, имеет мачту высотой 14 м (рис. 5 39). Нижний габарит антенны составляет 37 м. Нижние концы антенны через изоляторы укреплены на столбах высотой 3 м.

Одна часть антенны создает петлю типа «дельта». В диапазоне 1,8 МГц она разомкнута и ведет себя как полуволновый диполь с загнутыми плечами. Входное сопротивление антенны составляет около 50 Ом. В диапазоне 3,5 МГц концы петли замкнуты. Петля имеет длину λ и входное сопротивление около 150 Ом.

Параллельно подключена другая часть антенны в виде антенны типа «инвертированное V», размещенная в перпендикулярной плоскости. Она имеет входное сопротивление около 75 Ом. Результирующее входное сопротивление антенны в диапазоне 3,5 МГц составляет около 50 Ом. В диапазоне 7 МГц петля имеет длину, близкую к 2λ, что соответствует сопротивлению более 150 Ом, а часть антен-

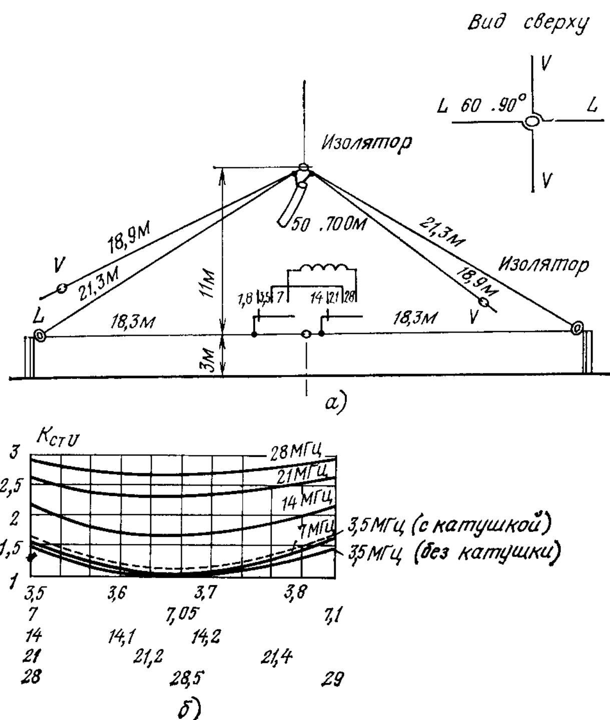


Рис 5.39. Антенна типа «дельта + инвертированное V»:
а — схема; *б* — частотная характеристика

ны, соответствующая антенне типа «инвертированное V», имеет длину λ и входное сопротивление около 100 Ом. Результирующее сопротивление R_{AA}=60 Ом. Резонансная частота петли длиной 2λ составляет примерно 7,4 МГц. Для снижения резонансной частоты в антенну вводится дополнительная катушка с индуктивностью 18 мкГн, имеющая отводы для точной настройки антенны на частоту 7,05 МГц. Катушка диаметром 50 мм имеет 35 витков, выполненных проводом с диаметром 1,5 мм. При работе в диапазоне 3,5 МГц катушку можно не включать.

Антенна пригодна и для работы в более высокочастотных диапазонах, но имеет в них большее значение $K_{ст U}$. Диаграмма направленности антенны является результатом сложения диаграмм обеих антенн и достаточно близка к круговой.

Антенна с управляемой диаграммой направленности. Очень часто, когда радиолюбитель заинтересован в установлении связи в некотором секторе угловых направлений, ему необходимо иметь в распоряжении антенну, которая могла бы изменять ориентацию максимума диаграммы направленности или механическим, или электрическим путем. Первый из указанных способов требует применения конструкций антенн, позволяющих механически изменять положение полотна антенны. Типовые решения таких конструкций будут описаны позднее. Здесь же более внимательно рассмотрим вопросы

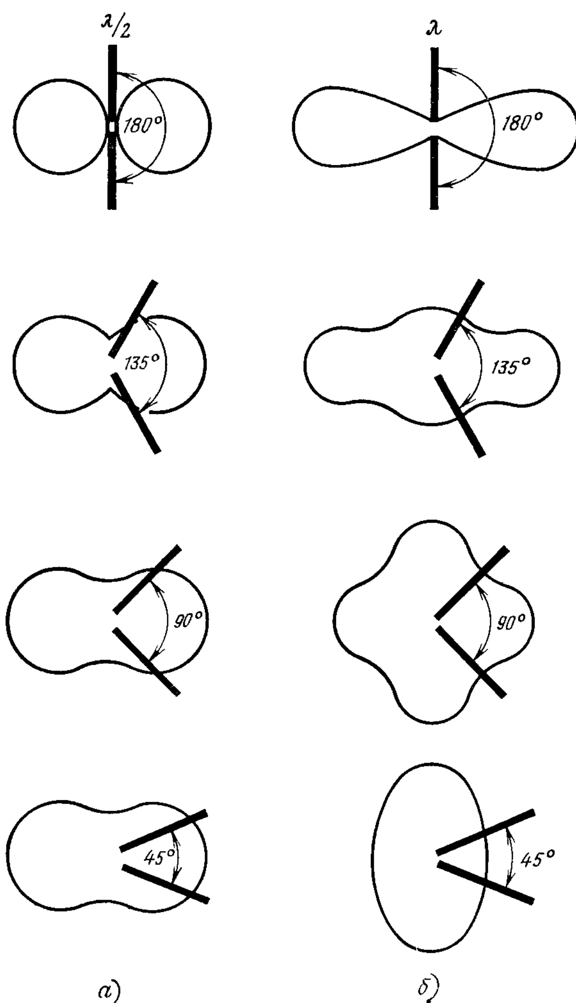


Рис 5.40 Влияние угла раскрыва на направленные свойства дипольной антенны.
а — полуволновый; *б* — волновой диполь

управления положением максимума диаграммы направленности антенны, осуществляемого электрическим путем, а также более полную проблему — формирование требуемой диаграммы направленности антенны. В этом разделе рассмотрим только одну сторону проблемы, а именно управление формой диаграммы направленности путем изменения расположения плеч вибраторных антенн (рис 5.40). Рассмотрим несколько схем антенн, которые реализуют данный принцип управления диаграммой направленности.

Горизонтальная антенна типа V. Плечи этой антенны представляют собой полуволновые отрезки, расположенные под углом 90° (рис. 5.41*а*). Точке подведения питания соответствуют узел тока и пучность напряжения. Поэтому входное сопротивление антенны велико (1000...3000 Ом). Следовательно, антенну целесообразно возбуждать, используя резонансную линию питания, т. е. линию, длина которой равна нечетному числу $\lambda/4$. Такая линия, как известно, позволяет осуществить трансформацию большого сопротивления в малое.

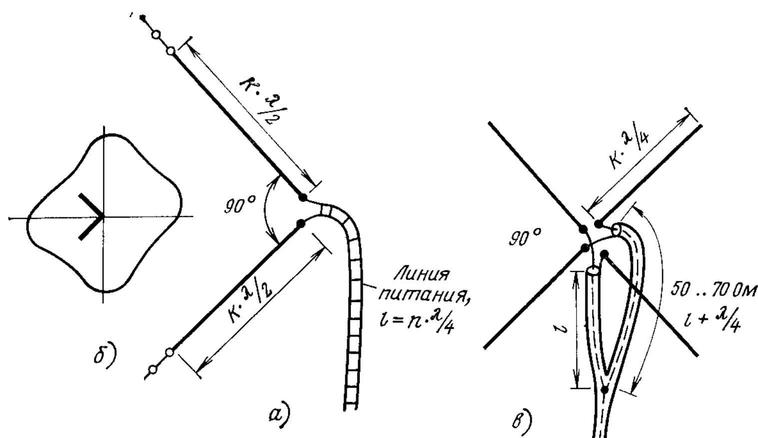


Рис 5 41. Горизонтальная антенна типа V:
а — схема антенны; *б* — диаграмма направленности; *в* — модификация антенны, получившая название «крестовой антенны»

Диаграмма направленности рассматриваемой антенны близка к круговой (рис. 5.41*б*).

Плечи антенны могут быть перекрещены (рис. 5 41*в*). В средних точках подключена одна пара питающих проводов, причем фазовый сдвиг напряжения равен 90°. Таким способом получаем антенну, направленные свойства которой в горизонтальной плоскости такие же, как у горизонтальной антенны типа V. Достоинством данной антенны является возможность подведения питания через коаксиальный кабель.

Антенна типа LV. Придав форму V двум горизонтальным длинным проводам, можно улучшить направленность антенны и тем самым повысить усиление. Из антенны, излучающей по четырем направлениям (какой является антенна типа LW), получаем двунаправленную антенну, усиление которой на 3 дБ больше, чем у антенны LW такой же длины (рис. 5.42*а*).

9* Зак 351

С увеличением длины плеч l растет усиление антенны в главном направлении, а лепестки диаграммы становятся уже. При оптимальных размерах направление главного излучения ориентировано вдоль биссектрисы угла, образованного плечами антенны. Оптимальный угол зависит от длины плеч. С ростом длины плеч значение оптимального угла α уменьшается.

На графиках рис. 5.42*б* показана зависимость усиления антенны и оптимального угла α от длины плеч антенны.

Так как антенна имеет низко наклоненный к земле максимум излучения, то ее наиболее целесообразно использовать при дальних радиолюбительских связях.

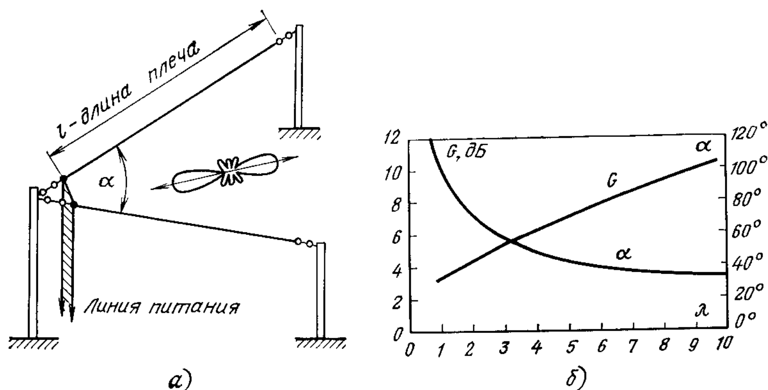


Рис. 5.42. Антенна типа LV:
а — схема антенны; *б* — зависимость усиления G и угла раскрыва α от длины плеча антенны

При уменьшении угла α уменьшается и входное сопротивление антенны, и наоборот, при увеличении угла α входное сопротивление увеличивается. Также увеличивается входное сопротивление антенны при увеличении длин плеч. При очень длинных плечах входное сопротивление антенны составляет 600 Ом. В этом случае антенна может быть возбуждена с помощью двухпроводной воздушной линии. Для антенны LV используется схема питания напряжением. Общие вопросы согласования резонансной линии с антенной, возбуждаемой напряжением, рассматривались ранее (см. § 5.2).

При использовании универсальной системы питания антенна может работать в широком диапазоне частот. При большом отношении l/λ главные лепестки диаграммы становятся узкими и ориентируются в направлении, примыкающем к оси плеча (см. рис. 5.28). Чтобы получить максимальное усиление антенны, надо добиться совпадения направлений лепестков диаграммы обоих плеч. Это условие требует установки плеч антенны точно под определенным углом α.

Если проектируемая антенна предназначена для работы в нескольких диапазонах, то расчет параметров целесообразно проводить для наиболее высокочастотного из используемых диапазонов. При этом следует иметь в виду, что в более низкочастотных диапазонах параметры антенны не будут оптимальными: возрастет уровень боковых лепестков, снизится усиление и пр.

З в е з д о о б р а з н а я   а н т е н н а. Располагая достаточной площадью для размещения антенны, можно построить антенну, работающую в пяти частотных диапазонах, направление излучения которой можно изменять в азимутальной плоскости в пределах от 0 до 360°. Изменение направления излучения антенны осуществляется с помощью электрического переключателя.

От мачты, минимальная высота которой составляет 10 м, отводятся пять проводов длиной 42,25 м каждый. Эти провода позволяют организовать несколько антенн типа V с углом раскрыва $\alpha = 72°$ (рис. 5.43). Концы пяти проводов крепятся к пяти различным мачтам, высоты которых несколько ниже 10 м.

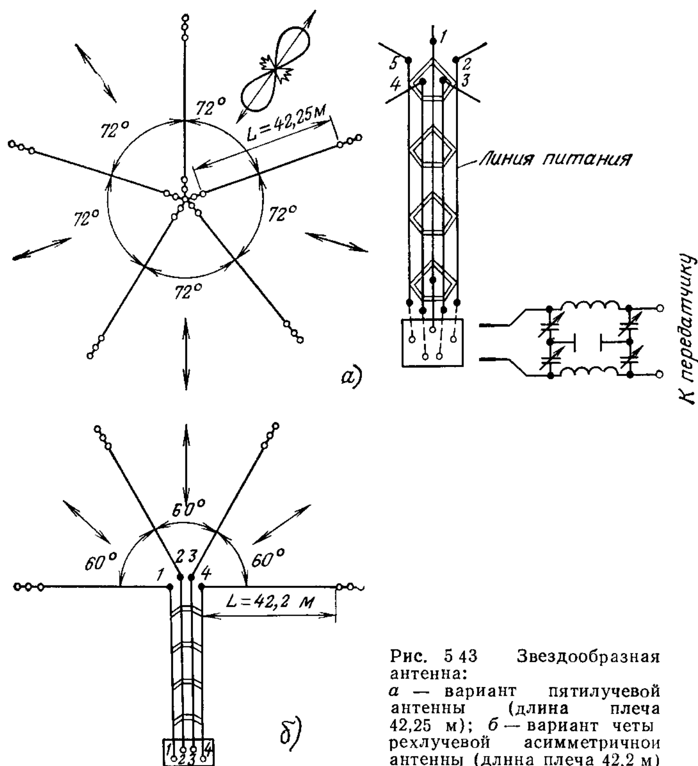


Рис. 5 43 Звездообразная антенна:
а — вариант пятилучевой антенны (длина плеча 42,25 м); *б* — вариант четырехлучевой асимметричной антенны (длина плеча 42,2 м)

Наклонные плечи антенны V создают главное излучение вдоль биссектрисы угла α под малыми углами относительно поверхности земли, что необходимо при организации радиосвязи на дальние расстояния. Следует иметь в виду, что в противоположном направлении (в азимутальной плоскости) излучение каждой V-образной антенны также велико, но ориентировано под большими углами места. Это свойство анализируемой антенны может быть использовано при установлении радиосвязи на более короткие расстояния с использованием отражения от ионосферы.

На средней мачте плечи антенн подключаются к пяти питающим проводам. Эти провода образуют правильный пятиугольник со стороной плеча 10...12 см. Питающие провода заканчиваются у основания мачты гнездами, к которым подведена основная линия питания.

Выбранную для работы пару плеч V-образной антенны возбуждают с помощью двух рядом расположенных проводов. Переключая основную линию питания, можно возбуждать необходимую пару плеч V-образной антенны и тем самым изменять направление главного излучения антенны. Так как каждая антенна типа V излучает в двух направлениях, то можно выбрать одно из десяти направлений излучения (через 36°). В данной антенне не обязательно использовать угол раскрыва $\alpha=72°$ между соседними плечами. В диапазонах 3,5 и 7 МГц, когда оптимальный угол раскрыва при той же длине плеч должен быть большим, можно использовать, например, первое и третье плечо антенны, образующие угол 144° (рис. 5.42*б*).

К преимуществам рассматриваемой антенны следует отнести то, что она не требует применения сложной механической конструкции для изменения направления главного излучения. Недостатки антенны также достаточно очевидны — для размещения антенны требуется круг диаметром 90 м и шесть мачт достаточно большой высоты.

Описанная схема звездообразной антенны не является единственной. Можно применить и другие звездообразные антенны, а именно:

7 проводов длиной по 4λ с углом $\alpha=51,5°$;

8 проводов длиной по 5λ с углом $\alpha=45°$;

9 проводов длиной по 6λ с углом $\alpha=40°$.

Можно также использовать и схему, изображенную на рис. 5.43*б*, в которой плечи антенны размещены под углом 60° и имеют длину 42,2 м. Антенна такого типа может реализовать излучение по восьми различным угловым направлениям. Настройка звездообразной антенны должна производиться в диапазоне 21 МГц. Линия питания в обоих вариантах антенны может иметь произвольную длину, но включать в себя согласующую систему, которая компенсирует реактивную составляющую сопротивления.

Двухэтажная антенна типа V. Для получения большего значения усиления антенны типа V можно удлинить ее плечи, одновременно изменяя угол раскрыва. Однако в этом случае ширина главного лепестка антенны в горизонтальной плоскости уменьшается. Так как антенна не является всенаправленной в горизонтальной плоскости, то увеличение усиления антенны в определенном азимутальном направлении приводит к уменьшению усиления в остальных направлениях.

Эффективным средством увеличения усиления антенны без изменения ее направленных свойств в горизонтальной плоскости является использование второй антенны типа V, расположенной над первой на высоте $\lambda/2$ и возбуждаемой синфазно с первой антенной (рис. 5.44). Теоретически такой вариант должен обеспечить выигрыш в +3 дБ относительно одиночной антенны типа V. Расстояние между антеннами, равное $\lambda/2$, можно достаточно просто выдержать в диапазонах 10 и 15 м. В остальных диапазонах это требование выполнить труднее, а в диапазоне 80 м — практически невозможно.

Обе антенны, разнесенные на расстояние $\lambda/2$, подключаются к двухпроводной линии питания, имеющей длину $\lambda/2$, которая трансформирует сопротивление в отношении 1 : 1, но вносит фазовый

сдвиг на 180°. Поэтому провода линии питания следует перекрещивать.

Изогнутая антенна типа LW. При анализе антенны типа LW не упоминалось о влиянии угла α на характеристики излучения антенны (см. рис. 5.20). Теперь отметим, что выбор угла α оказывает влияние на результирующую диаграмму направленности антенны. Антенна может быть изогнута в вертикальной плоскости, что приводит к уже известной нам схеме антенны типа «инвертированное V».

При изгибе антенны в горизонтальной плоскости значение оптимального угла раскрыва зависит от длины плеч антенны l/λ (рис. 5.45). При оптимальном угле раскрыва усиление антенны в направлении *А—С* больше на 3 дБ, чем усиление простой антенны типа LW.

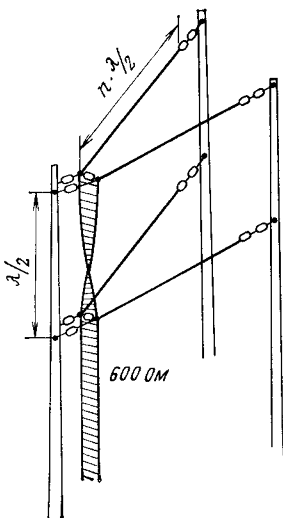
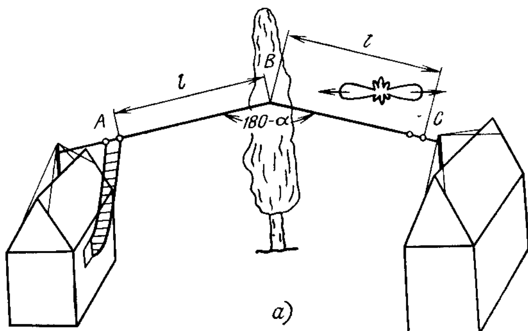


Рис. 5.44. Двухъярусная антенна типа V

Антенна типа «ненагруженный ромб». На рис. 5.46*а* представлена антенна типа «ненагруженный ромб». Эта антенна является двунаправленной. Ее усиление зависит от длины стороны ромба и от угла раскрыва. Более полные сведения об этой ан-



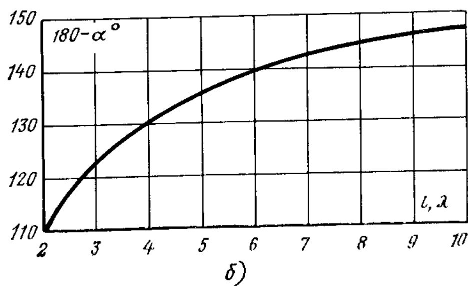
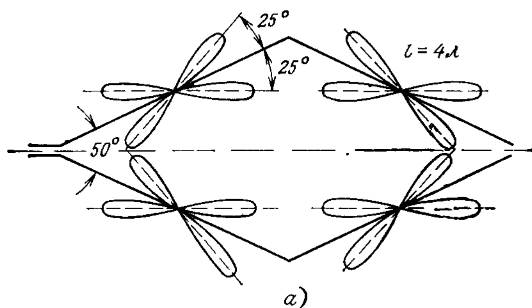


Рис. 5.45. Изогнутая антенна типа LW.
а — схема расположения; *б* — зависимость угла изгиба антенны от длины плеча

тенне будут приведены ниже, когда будет рассматриваться обычная схема ромбической антенны. Здесь же отметим, что питание антенны должно осуществляться так же, как и для антенны типа LW.



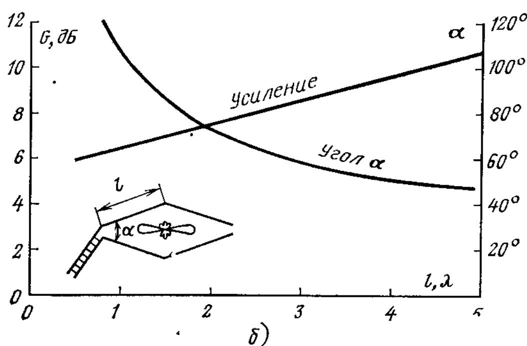


Рис. 5.46. Антенна типа «ненагруженный (открытый) ромб»:
а — сложение диаграмм направленности отдельных плеч ромба; *б* — зависимость усиления антенны G и угла α от длины плеча ромба l

5.3. Апериодические антенны

Рассматриваемые до сих пор антенны относились к группе гармонических. Из-за наличия в гармонических антеннах стоячей волны распределение тока и напряжения вдоль провода имеет характер, очень близкий к синусоидальному. Входное сопротивление гармонических антенн в большой степени зависит от схемы антенны, ее расположения в пространстве, а также от частоты. Еще одним недостатком гармонических антенн является то, что на конце линии обычно имеется значительное напряжение, и это приводит к росту потерь и увеличивает вероятность пробоя изоляции.

Апериодическая антенна свободна от этих недостатков. Принцип действия апериодической антенны поясняется с помощью рис. 5.47. В антенне гармонической, показанной на рис. 5.47*а*, падающая волна распространяется вдоль провода, достигает его разомкнутого конца ($Z_к = \infty$) и возвращается в виде отраженной волны. Таким образом, в антенне появляется стоячая волна с синусоидальным распределением напряжения вдоль антенны (рис. 5.47*б*).

В апериодической антенне волна после достижения нагрузки с сопротивлением, равным волновому сопротивлению антенны ($R_н = Z_0$), не отражается, полностью поглощается сопротивлением нагрузки (рис. 5.47*в*). Таким образом, в антенне существует бегущая волна, параметры которой в первом приближении не зависят от длины антенны (рис. 5.47*г*). В действительности из-за излучения энергии ($R_{изл}$) и потерь в проводе ($R_п$) амплитуда бегущей волны при ее распространении вдоль провода уменьшается (рис. 5.47*д*).

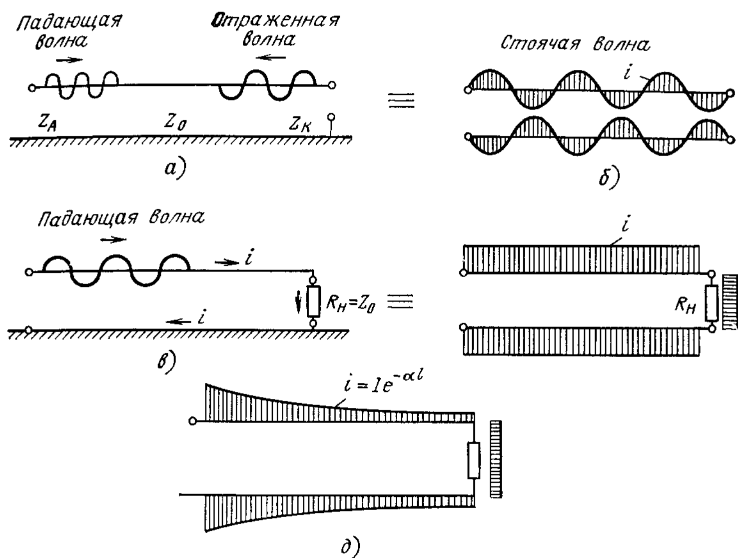


Рис. 5.47. Распространение волны в антенне, нагруженной на сопротивление $R_н = Z_0$

Сопротивление нагрузки поглощает достаточно большую часть энергии, подведенной ко входу антенны (около 30—50%), что, естественно, является отрицательным фактором. Однако крайне уместно вспомнить, что эта энергия в других антеннах излучается в нежелательных направлениях.

Достаточно серьезной проблемой при конструировании антенны бегущей волны (как иначе называют апериодические антенны) является создание поглощающего сопротивления. Во-первых, это сопротивление должно быть чисто активным. Во-вторых, это сопротивление в ряде случаев должно поглощать мощность достаточно высокого уровня. Напомним, что в этом сопротивлении может выделиться от 30 до 50% мощности, подведенной к входу антенны. Например, при использовании стоваттного передатчика сопротивление должно быть рассчитано на мощность 30 Вт, а при использовании передатчика с мощностью $P = 750$ Вт — на мощность 250 Вт.

Обычно поглощающее сопротивление выполняется в виде графито-угольного стержня соответствующего диаметра, который при работе на высоких уровнях мощности снабжают радиаторами.

Можно вместо поглощающего сопротивления использовать симметричную линию с сопротивлением Z_0, выполненную из проводов с большим удельным сопротивлением. Если такая линия замкнута на конце, то ее длину выбирают такой, чтобы ток замыкания примерно в 3—5 раз был слабее тока на входе дополнительной линии. Часто на конце дополнительной линии ставят поглощающую нагрузку с $R_к = Z_0$, которая рассчитывается уже на меньший уровень мощности.

Нагруженная антенна типа LW. Эта антенна носит также название антенны Бевереджа. Антенна представляет собой, по сути дела, антенну типа LW, нагруженную на сопротивление $R_к$. На рис. 5.48*а, б* показаны диаграммы направленности данной антенны, соответственно разомкнутой на конце и нагруженной на сопротивление $R_к$.

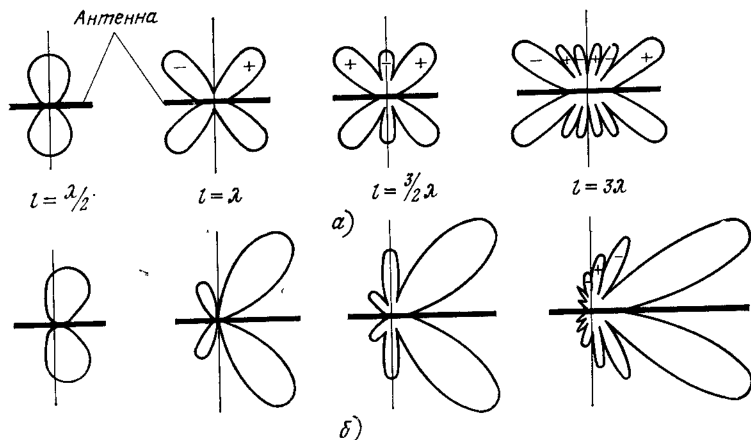


Рис. 5.48. Диаграммы направленности:
а — гармонической, *б* — апериодической антенны

В обоих случаях максимум диаграммы направленности приходится на направления, несколько отстоящие от оси антенны со стороны включения нагрузки. Отметим, что во втором случае, т. е. при нагруженной антенне, уровень главного лепестка превышает аналогичный параметр для ненагруженной антенны. Отношение уровней излучения по главным направлениям для обеих антенн составляет 2 : 1, как это следует из графиков на рис. 5.49*а* и *б*. На этом рисунке приведены значения амплитуды напряженности поля в зависимости от угла, отсчитываемого от оси провода. Эти зависимости представлены в прямоугольной системе координат. Примером является длина антенны. Графики на рис. 5.49*а* соответствуют антенне со стоячей волной, на рис. 5.49*б* — антенне бегущей волны. Анализ этих графиков свидетельствует, что антенна бегущей волны имеет большее значение усиления.

На рис. 5.49*в* приведены в полярной системе координат диаграммы направленности антенны со стоячей волной (верхний график) и антенны бегущей волны (нижний график). На этих диаграммах знаки «плюс» и «минус» соответствуют фазе излучения 0°

и 180° соответственно. Графикн позволяют упростить анализ более сложных антенн, состоящих из набора линейных антенн, оси которых расположены под некоторыми углами друг к другу.

Ток антенны бегущей волны через сопротивление нагрузки попадает в землю и через нее достигает «земляной» клеммы передатчика. В случае плохой проводимости почвы затухание тока на данном участке велико, что приводит к резкому снижению КПД антенны в целом. Для того чтобы избежать этого нежелательного явления под антенной, в земле прокладывается провод-противовес, который идет от нагрузки к передатчику.

Волновое сопротивление антенны зависит от диаметра используемого провода, высоты расположения провода над землей и т. д. н обычно находится в пределах от 300 до 700 Ом. Поэтому сопротивление нагрузки, как правило, выполняют такой же величины.

Отметим, что среди радиолюбителей этот тип антенны не нашел широкого распространения. Это, по-видимому, можно объяснить тем обстоятельством, что достаточно близкая по конструкции ромбическая антенна имеет несколько лучшие характеристики, которые в меньшей степени зависят от свойств почвы.

Аитенна типа T2FD. Эта антенна представляет собой диполь, наклоненный к земле год углом 30° и нагруженный на сопротивление (рис. 5.50). Антенна применяется как радиолюбителями, так н в профессиональных радиослужбах.

Антенна T2FD имеет длину, равную $\lambda/2$ (λ — длина волны низшего частотного диапазона). Поэтому она занимает сравнительно мало места. Для ее оборудования требуется одна мачта высотой около 10 м и дополннтельный столбнк высотой 1,8 м. Радиолюбители часто вместо мачты используют крыши и стены домов, располагая на высоте около 10 м верхний край антенны.

Рассматриваемая антенна является широкодиапазонной, отношение крайних частот рабочего днапазона составляет 1 : 5. Если эту антенну нспользовать в диапазоне 40 м, то ее длина составляет 14,1 м. Эта же антенна будет также хорошо работать и в диапазонах 20; 15 и 10 м. Антенна, спроектированная для диапазона 80 м, нмеет длину 28 м и может работать в днапазонах 40; 20 и даже 15 м.

В рассматрнваемой антенне отсутствуют резонансные явления на высших гармониках. Поэтому ей, как уже отмечалось, свойственна широкополосность как в радиолюбительских диапазонах, так и между ними. Это обстоятельство и используется при прнменении антенны в профессиональных радиослужбах, где требуется оперативная смена частот антенн без каких-либо подстроечных операций.

Для угла наклона 30° антенна должна иметь почти всенаправленную диаграмму в горизонтальной плоскости. Как показывает практика, реальные диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости незначительно отличаются от круговых (отношение максимумов н минимумов диаграммы обычно не очень велико). Поэтому раднолюбители используют этот тип антенны в качестве приемной, чтобы обеспечить прием с любого углового направления. Усиление антенны T2FD примерно равно усилению полуволнового диполя.

Антенна, показанная на рис. 5.50, была опробована радиолюбителем с позывнымн W3HH и в диапазоне 80 м. Результаты испытаний показали, что в этом диапазоне параметры антенны иезначительно отличаются от их значений в более высокочастотных диапазонах. Следовательно, антенну можно выполнить таким образом,

E

12
11
10
9
8
7
6
5
4
3
2
1
0
−1
−2
−3

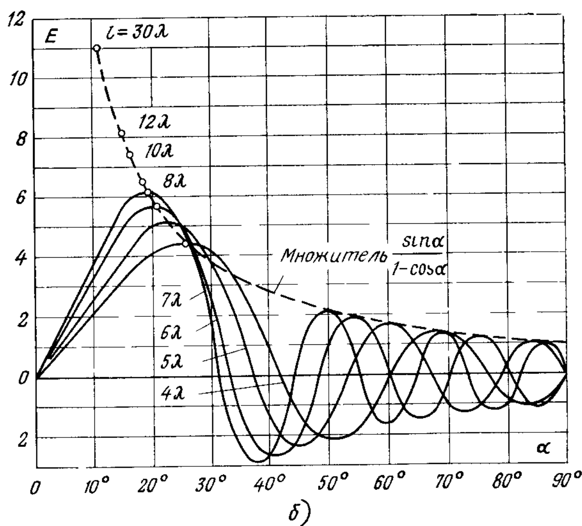
Множитель $\frac{1}{\sin\alpha}$

$l = 7\lambda$ 6λ 5λ 4λ

α

0° 10° 20° 30° 40° 50° 60° 70° 80° 90°
180° 170° 160° 150° 140° 130° 120° 110° 100° 90°

а)



б)

90° 85° 79° 72° 67° 60° 53° 45° 37° 24°

Антенна со стоячей волной

$1/\sin\alpha$

Антенна длиной $l=5\lambda$

α

α

$\frac{\sin\alpha}{1-\cos\alpha}$

24°

Антенна бегущей волны

37° 45° 53° 60° 67° 72° 79° 85° 90°

в)

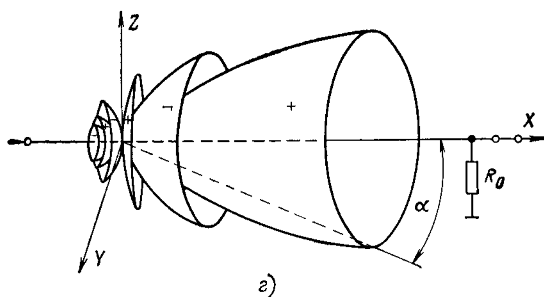


Рис 5 49 Характеристики излучения длинных антенн
а б — диаграммы направленности в прямоугольной системе координат антенны со стоячей волной и антенны бегущей волны соответственно, в — диаграмма направленности в полярной системе координат антенны длиной $l=5\lambda$ г — пространственная диаграмма апериодической антенны

чтобы она работала во всех частотных диапазонах и имела длину всего 20...22 м.

Жесткость конструкции антенны обеспечивается применением распорок, которые при малом уровне мощности можно выполнить из твердых пород дерева, пропитанных горячим парафином.

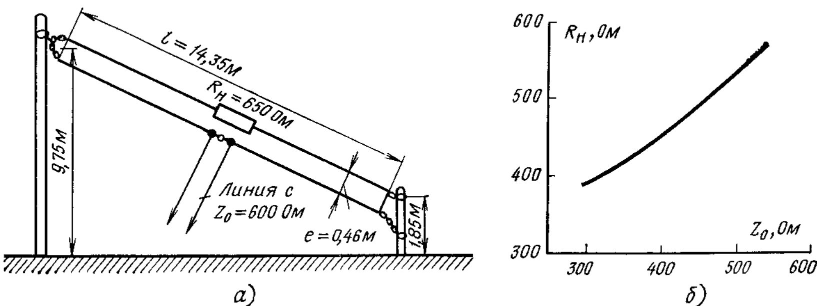


Рис 5.50. Широкодиапазонная антенна типа T2FD:
а — схема; *б* — зависимость сопротивления нагрузки $R_н$ от волнового сопротивления линии Z_0

Отметим, что оптимальное значение угла наклона антенны составляет 30°, но допустимо использование антенны с углом наклона от 20 до 40°.

Антенна возбуждается симметричным проводом с волновым сопротивлением Z_0=300...600 Ом. Допускается использование двухпроводной линии в ленточном диэлектрике. При больших расстояниях от станции до антенны рекомендуется использовать двухпроводную воздушную линию питания, так как потери в этой линии крайне малы.

Значительную трудность при практической реализации антенны T2FD вызывает изготовление нагрузочного сопротивления. Сопротивление должно быть рассчитано на мощность, не меньшую, чем 35% мощности, подведенной к антенне. Например, при мощности P=100 Вт следует использовать сопротивление на 35 Вт. В случае использования данной антенны как приемной можно использовать обычный резистор с сопротивлением, которое должно быть равно волновому сопротивлению линии питания. Результаты практической работы с этим типом антенны показали, что более выгодно использовать несколько большее сопротивление нагрузки (рис. 5.50*б*). Линия питания антенны может быть непосредственно сопряжена с выходным контуром передатчика.

Ромбические антенны. В § 52 уже была описана разомкнутая ромбическая антенна. На практике чаще используется ромбическая антенна, нагруженная на сопротивление. Работает ромбическая антенна так же, как и нагруженная антенна в виде длинной линии.

На рис. 5.51 приведены размеры ромбической антенны. На этом же рисунке показано, каким образом происходит пространственное сложение диаграмм направленности отдельных сторон ромбической антенны в результирующую диаграмму направленности. Размеры антенны заданы в длинах волн. Лепестки диаграммы от a_1 до a_4 складываются, совпадая по направлению и по фазе, а лепестки b_1 и b_4

частично компенсируются. Результирующая диаграмма направленности ромбической антенны имеет сложную форму. На рис. 5.52 приведена несколько упрощенная пространственная диаграмма направленности ромбической антенны.

В литературе [2] эта же характеристика представлена в проекции на горизонтальную плоскость XY, вертикальную плоскость XZ,

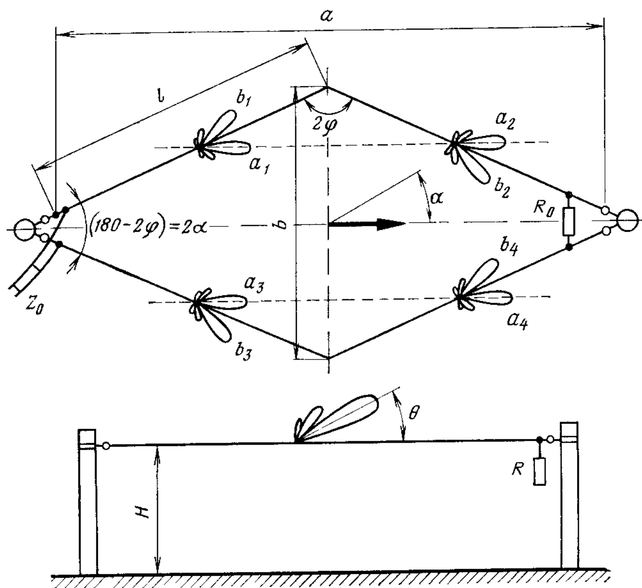


Рис. 5.51 Ромбическая антенна

а также на плоскость, наклонную под углом θ к оси θ, но проходящей через ось Y. Эти диаграммы представлены либо в сферических, либо в прямоугольных координатах. Их форма зависит от длины ромба, угла раскрыва и высоты подвеса антенны.

Изменение частоты или длины сторон ромба приводит к незначительному изменению главного лепестка диаграммы направленности, но к существенному изменению формы диаграммы в боковых направлениях. Дело в том, что боковые лепестки диаграммы появляются в результате сложения диаграмм направленностей, соответствующих излучению всех четырех сторон ромба. Каждая из этих диаграмм соответствует диаграмме длинной нагруженной на конце антенны. Фазы боковых лепестков диаграммы попеременно меняются на 180° (см. рис. 5.49*в*). Результирующая диаграмма направленности имеет вид, показанный на рис. 5.52. В главном лепестке диаграммы сосредоточено до 30...50% всей энергии, излучаемой антенной; остальная часть энергии сосредоточена в боковых лепестках [30].

Ромбическая антенна излучает волну, имеющую составляющие с вертикальной и горизонтальной поляризацией, причем их соотношение в различных лепестках диаграммы различно. В вертикаль-

ной плоскости, проходящей через главный лепесток, волна имеет горизонтальную поляризацию.

Характер диаграммы направленности ромбнческой антенны зависит от нескольких факторов: от длины плеча l, от угла φ, высоты подвеса h, а также от параметров земли (см. рис. 5.52*б* и 2.53).

Имеется ряд работ по анализу излучения ромбической антенны. Точный анализ направленных свойств ромбической антенны достаточно сложен, и поэтому при практнческом проектировании целесообразно пользоваться графиками, приведенными на рис. 5.53, учитывающими положение главного лепестка диаграммы по отношению к плоскости ромба (угол θ) в завнсимости от угла раскрыва ($180-2\varphi$) и длнны стороны ромба.

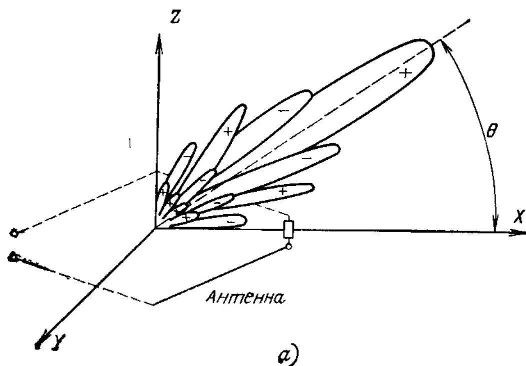
В случае, когда два плеча создают угол $180°-2\varphi=2\alpha$, отдельные диаграммы суммируются в плоскости $\theta=0$. При меньшем угле раскрыва лепестки диаграммы ориентированы выше плоскости $\theta=0$ под углами, которые можно определить, используя графики на рис. 5.53.

Ромбическую антенну можно проектировать, используя результаты, приведенные в литературе [1, 2, 9, 21 и 30].

Ромбические антенны, проектируемые с целью достижения максимального коэффициента усиления, имеют большие геометрические размеры. Например, у антенны для диапазона 40 м с усилением около 15 дБ, максимум диаграммы направленности которой ориентирован в угломестной плоскости под углом $\theta=15°$, длина стороны ромба $l=7{,}4\lambda_0=290$ м, высота подвеса $h=\lambda_0=40$ м, угол $\varphi=75°$. Эти параметры определяют геометрические размеры антенны: длину около 600 м и ширину около 160 м.

Можно, несколько меняя значения параметров антенны и одновременно допуская небольшое уменьшение коэффициента усиления, получить антенну значительно меньших размеров. Параметры ромбических антенн, используемых в радиолюбительских диапазонах частот, приведены в табл. 5.7. На рис. 5.54 показана ромбическая антенна, применяемая для специальных радионаблюдений в радиоастрономии.

Большее значение коэффициента усиления ромбической антенны можно получить, не увеличивая размеры антенны, а используя систему ромбических антенн. Речь идет о системе ромбических антенн, расположенных рядом или друг над другом.



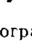


Рис 5 52 Характеристики ромбической антенны:
а — пространственная диаграмма направленности, *б* — картографическая проекция диаграммы направленности $l=5\lambda$, $H=\lambda=\varphi=50°$

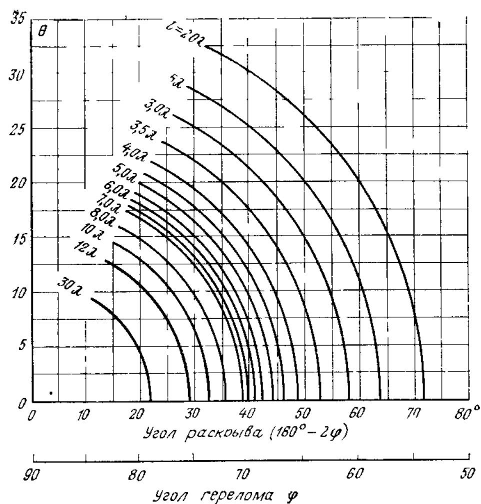


Рис 5 53 Номограмма для определеиия угломестного положення () главиого лепестка диаграммы в зависимости от длины антенны l и угла перелома φ

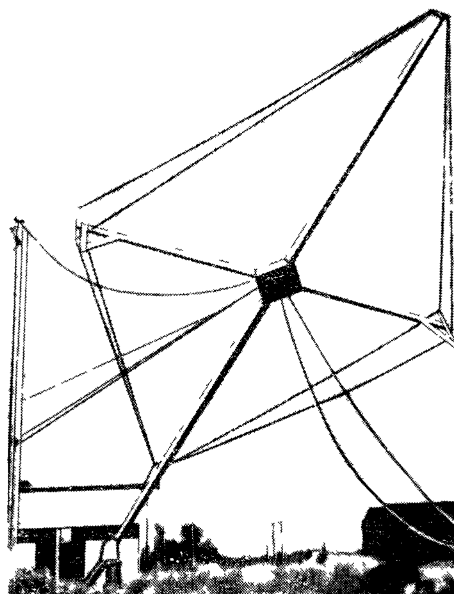


Рис 5 54 Ромбическая антенна КВ днапазона, используемая в радиоастрономии

Относительная длина l/λ		1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0
Угол раскрыва 180° — 2φ		111°	91°	76°	68°	63°	58°	45°	51°	48°
Угол перелома 2φ		69	89	104	112	117	122	126	129	132
Усиление антенны относительно диполя, дБ		5,2	6,8	8,0	9,2	10,0	10,7	11,2	11,7	12,2
Диапазон 40 м	*l*	41,5	63,0	84,0	105,0	127,0	148,0	169,0		
	a	47,0	88,5	132,4	174,5	217,0	259,0	302,0		
	b	68,5	90,0	103,5	117,5	133,0	144,0	154,0		
Диапазон 20 м	*l*	20,8	31,5	42,0	52,5	63,0	74,0	84,5	95,0	106,0
	a	24,0	44,5	66,5	87,5	108,0	130,0	151,0	172,0	194,0
	b	34,5	45,0	52,0	59,0	66,0	72,0	77,0	82,0	86,5
Диапазон 15 м	*l*	13,0	21,0	28,0	35,0	42,0	49,5	56,5	63,5	70,5
	a	15,7	29,5	44,5	50,0	72,0	87,0	101,0	115,0	129,0
	b	22,8	30,0	34,5	39,5	44,0	48,0	51,5	55,0	57,5
Диапазон 10 м	*l*	10,2	15,6	21,0	26,2	31,5	37,0	42,0	47,5	52,5
	a	11,6	22,0	33,1	43,5	54,0	65,0	75,0	86,0	96,0
	b	17,0	22,3	26,0	20,5	33,0	36,0	38,5	41,0	43,0

Дипольная антенна бегущей волны. Сравнительно недавно была опубликована схема дипольной антенны бегущей волны, которая хорошо работает в диапазоне 2,5...30 МГц ($K_{cтU}$<2,6). Схема антенны приведена на рис. 5.55. Длина антенны 40,6 м. Антенна возбуждается с помощью или симметричной линии (волновое сопротивление 300 Ом), или коаксиального кабеля с использованием апериодического трансформатора.

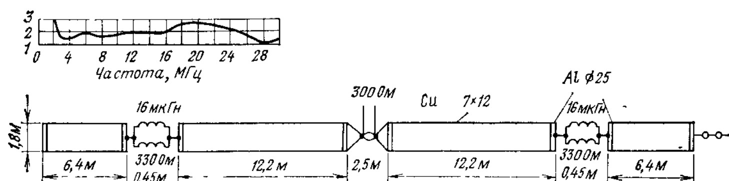


Рис. 5.55. Дипольная антенна бегущей волны для диапазона 2 ... 30 МГц

Антенна выполняется из двух проводов, расстояние между которыми равно 1,8 м. Это расстояние выдерживается за счет использования специальных алюминиевых распорок, размещенных между проводами.

5.4. Системы дипольных антенн

Рассматриваемые до сих пор антенны содержали только один вибратор, который возбуждался непосредственно линией питания.

Изменение длины вибратора (для гармонической антенны) позволяло в определенных пределах управлять формой диаграммы направленности. Однако получаемая диаграмма имела большое число «лишних» лепестков, некоторые из них по уровню были равны основным, «рабочим» лепесткам диаграммы.

При изменении параметров ромбической антенны также удавалось управлять формой диаграммы направленности антенн. Однако для этих антенн получить необходимую форму (и то в очень грубом приближении) можно только в некотором угловом секторе излучения.

Задачу создания требуемой формы диаграммы направленности можно решить значительно проще и лучше, используя системы элементарных (например, дипольных) излучателей.

Основные определения. *Элементом* антенной системы можно считать диполь, имеющий длину около λ/2 (реже — около λ).

Различают *активные и пассивные элементы* антенны. Вибратор — элемент активный. В передающей антенне вибратор возбуждается электромагнитной энергией, подведенной к нему с помощью линии питания от передатчика. В приемной антенне вибратор возбуждает в линии питания электромагнитную волну, которая канализируется к приемнику.

Пассивный элемент — это элемент, в котором протекает ток, наведенный сторонним электромагнитным полем близко расположенного активного элемента. Наведенный ток возбуждает свое поле, которое совместно с первичным полем создает результирующее излучение антенной системы. Пассивный элемент должен обладать таки-

ми свойствами, чтобы результирующее поле излучения имело требуемый вид распределения в пространстве.

Антенная система — антенна, построенная из ряда элементов (активных и пассивных), соединенных между собой определенным образом с единой линией питания. В технической литературе встречаются равноценные понятия — *многоэлементная антенна, антенная решетка.*

Активная антенная система — антенная система из нескольких вибраторов, возбуждаемых токами, имеющими соответствующие значения амплитуды и фазы.

Пассивная антенная система — антенная система, содержащая ряд пассивных элементов, формирующих требуемый фронт электромагнитной волны.

Система фазирования — отрезок линии питания вибратора, с помощью которой создается необходимый фазовый сдвиг токов возбуждения вибраторов антенной системы.

Параллельная система — система, состоящая из параллельно расположенных вибраторов, лежащих в одной плоскости (рис. 56*а*).

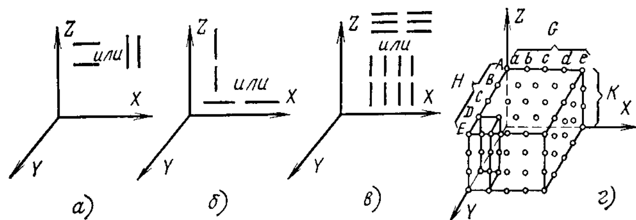


Рис. 5.56. Основные антенные системы:
а, б — соответственно параллельное и коллинеарное расположение элементов; *в* — размещение элементов на плоскости; *г* — объемное размещение элементов

Коллинеарная система — система элементов, лежащих на одной линии (рис. 5.56*б*).

Плоская система — совокупность параллельных и коллинеарных систем (рис. 5.56*в*).

По направлению максимального излучения различают

систему поперечного излучения (рис. 5.57*а, б*), в которой элементы расположены на одной прямой или в одной плоскости, возбуждены синфазно и излучают максимальный уровень энергии в направлении, перпендикулярном прямой (плоскости) расположения элементов;

систему продольного излучения (рис. 5.57*в*), в которой направление максимального излучения совпадает с осью расположения элементов антенной системы.

Иногда встречается термин «многоэтажная антенна», отличительным признаком которой является наличие нескольких антенных систем, установленных друг над другом и имеющих общую линию питания.

Диаграммы направленности. Ранее, в § 2.3 уже были приведены диаграммы направленности антенной системы, содержащей несколько активных элементов. В общем случае характеристики излучения, создаваемого всеми элементами антенной системы, зависят от углового направления точки наблюдения, от расположения элементов, а

также от амплитуды и фазы возбуждения всех элементов антенной системы.

Обратимся к рис. 5.58. Предположим, что A, B, C и D — простые элементы антенной системы, выполненные, например, в виде полуволновых диполей и расположенные на некотором расстоянии друг от друга. Каждый из этих элементов создает на расстоянии r в точке O поле напряженностью E. Четыре таких элемента, возбуждаемые равными по амплитуде и синфазными токами, создают результирующую напряженность поля в точке O, равную $4E$. Так как мощность излучения пропорциональна квадрату напряженности поля E, то поток мощности, проходящий через точку O, возрастет по сравнению с потоком, создаваемым одиночным элементом, в 16 раз при условии, что каждый элемент излучает прежний уровень мощности. Если же все четыре элемента излучают ту же мощность, что и одиночный элемент, то поток мощности, проходящий через точку O возрастет в 4 раза. Таким образом, получаем выигрыш в усилении антенной системы (по сравнению с усилением одиночного элемента) в 4 раза (или 6 дБ).

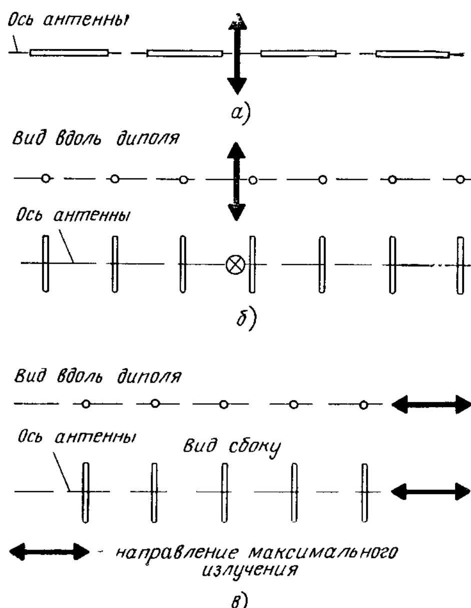


Рис. 5.57. Способы излучения антенных систем
а — коллинеарная система с поперечным излучением; б — параллельная система с поперечным излучением; в — параллельная система с продольным излучением

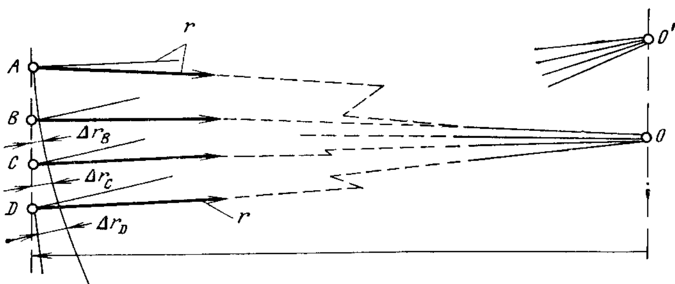


Рис. 5.58. Четыре элементарных антенны, расположенных на одной линии и находящихся на расстоянии r от точки наблюдения O

В другую точку наблюдения O' (см. рис. 5.58), расположенную на некотором другом расстоянии от элементов антенной системы (причем расстояния от точки O' до каждого из элементов различны), волна будет приходить с разными фазами. Результирующее поле будет представлять собой равнодействующую всех четырех полей, заданных в векторной форме, и будет изменяться в пределах от 0 до $4E$.

Диаграмма направленности системы, состоящей из двух диполей, зависит от расстояния S между диполями, амплитуды токов I возбуждения этих диполей, фазового сдвига φ между токами возбуждения обоих диполей.

Схемы возбуждения системы, состоящей из двух диполей, могут быть различными: оба диполя могут быть возбуждены с помощью линии питания; питание от линии может подводиться только к одному диполю (активному элементу), а другой (пассивный элемент) возбуждается полем активного элемента.

Во втором варианте амплитуда тока возбуждения пассивного элемента всегда меньше амплитуды тока активного элемента и определяется длиной пассивного диполя и расстоянием между диполями.

Если принять, что амплитуды тока в обоих диполях одинаковы, то влияние изменения расстояния между диполями и фазы возбуждения диполей можно проанализировать с помощью диаграмм, приведенных на рис. 5.59.

Окружность, показанная на этих графиках, соответствует значению напряженности поля (угловому распределению этого параметра) при подведении мощности только к одному из диполей. Из графиков следует, что при синфазном возбуждении обоих диполей (фазовый сдвиг $\varphi=0$) и изменении расстояния S от $\lambda/8$ до $3\lambda/8$ начальная круговая диаграмма направленности видоизменяется на двухнаправленную и возникает поперечное излучение.

Из графиков следует также, что при постоянном расстоянии между диполями изменение фазового сдвига φ также приводит к видоизменению формы диаграммы направленности. Например, при расстоянии между элементами $S=\lambda/8$, изменяя фазовый сдвиг от $\varphi=0°$ до 180°, можно от круговой диаграммы перейти к однонаправленной (при $\varphi=120°$), а далее — к двунаправленной, соответствующей режиму продольного излучения.

Анализ приведенных на рис. 5.59 диаграмм направленности антенной системы, состоящей только из двух диполей, показывает, что даже эта очень простая антенная система может иметь достаточно сложные и сильно отличающиеся друг от друга диаграммы направленности. Нетрудно убедиться в том, что антенные системы, содержащие большее число элементов, могут иметь еще большее число сильно разнящихся между собой диаграмм направленности.

Взаимное влияние элементов. Предположим, что в ближней зоне диполя D_1 расположен пассивный диполь D_2 (рис. 5.60). Если бы отсутствовал диполь D_2, то в диполе D_1 протекал бы ток I_1. Созданное током I_1 электромагнитное поле наводит в диполе D_2 электродвижущую силу V, которая создает в нем ток I_2. Ток I_2 создает собственное поле излучения, которое наводит в диполе D_1 вторичный ток I'_2. Отметим, что наведенные токи I_2 и I'_2 в несколько раз слабее токов I_1 и I_2, вызывающих эти токи.

Наведенный в диполе ток I'_2 и первичный ток могут иметь между собой фазовый сдвиг, определяемый расстоянием S между диполями и электрическими длинами обоих диполей. Поэтому на-

веденный в диполе D_1 ток I'_2 может находиться в фазе с током I_1, но может иметь и произвольное запаздывание. Результирующий ток представляет собой векторную сумму всех токов, которая может быть больше, равна или меньше первоначального значения тока.

При увеличении тока входное сопротивление диполя D_1 уменьшается, а при уменьшении тока — растет. Если фазы токов I_1 и I'_2

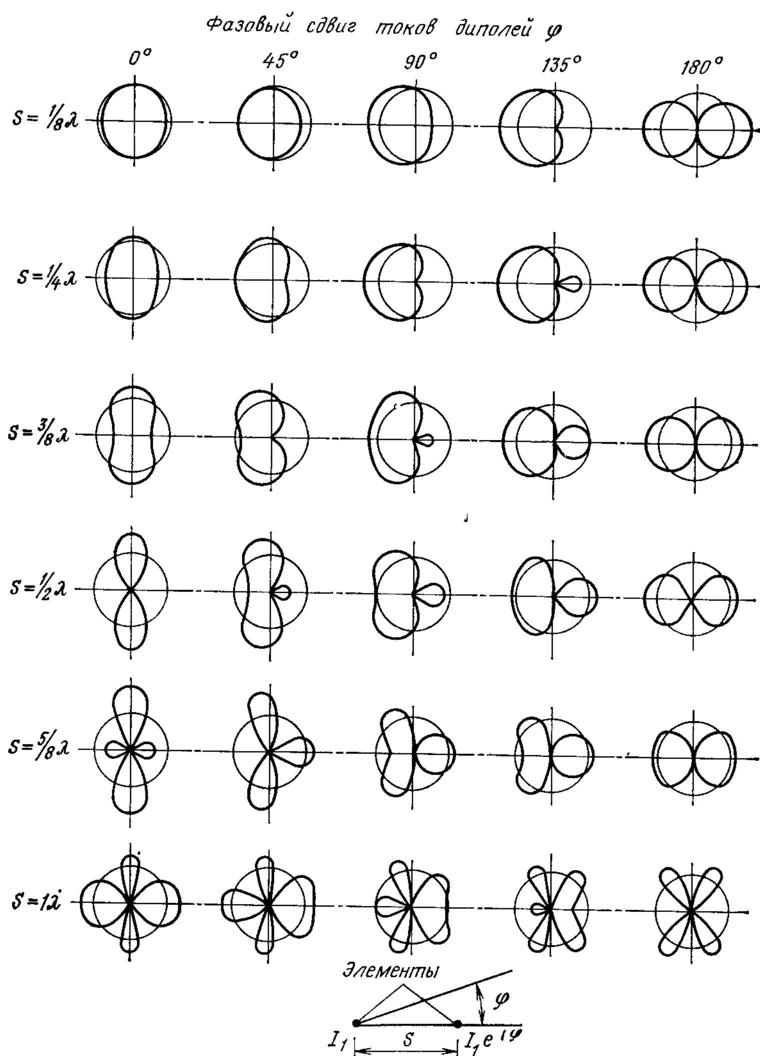


Рис. 5.59. Диаграмма направленности (в горизонтальной плоскости) двух идентичных вертикальных диполей, фаза которых отличается на угол φ, для различных расстояний S между диполями

ие совпадают, то результирующий ток имеет фазу, отличную от фазы тока I_1, что приводит к изменению входного реактивного сопротивления. Это приводит одновременно и к изменению резонансной частоты диполя D_1, что вызвано влиянием диполя D_2. Это явление получило название взаимного сопротивления диполей [1, 2]. Взаимное

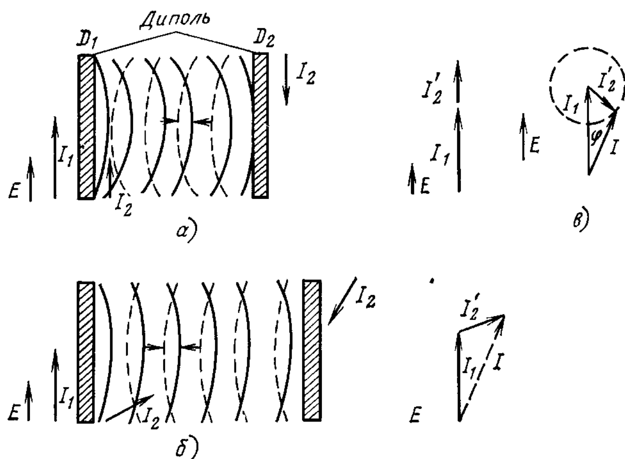


Рис. 5.60. Взаимодействие двух диполей D_1 и D_2:
а, б — векторы токов I_1 и I'_2 соответственно совпадают по фазе и различаются по фазе; *в* — построение тока I, являющегося результатом векторного сложения токов I_1 и I'_2

сопротивление определяет уровень связи между обоими диполями, а также значения (нормированные) амплитуд токов I и их фазовые соотношения.

Амплитуда результирующего поля излучения двух диполей тем больше, чем больше протекающий в них ток. Расчет взаимного сопротивления является крайне сложной задачей, решению которой посвящены многочисленные исследования.

На графиках рис. 5.61 приведены результаты анализа, касающиеся взаимного сопротивления вибраторов для двух частных слу-

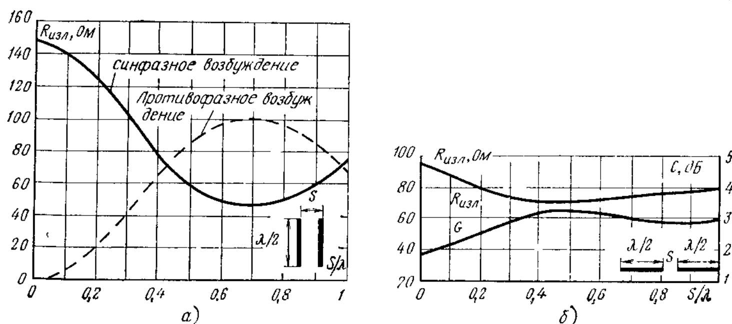


Рис. 5.61. Зависимость сопротивления излучения полуволнового диполя от расстояния S между диполями:
а — параллельное; *б* — коллинеарное расположение диполей

чаев размещения диполей, указанных на том же рисунке. Точнее, эти графики не дают прямого значения взаимного сопротивления, а характеризуют влияние этого фактора на сопротивление излучения и усиление антенной системы.

Из графика 5.61*а* следует, что на сопротивление излучения полуволнового диполя сильно влияет изменение расстояния до второго диполя, а также разность фаз токов возбуждения в обоих диполях. При синфазном питании и очень близко расположенных диполях входное сопротивление достигает 150 Ом. При разнесении диполей сопротивление падает (при $S=0{,}45\lambda$ $R_A=75$ Ом), достигая минимальных значений при $S/\lambda=0{,}7$, а далее вновь увеличивается (при $S=\lambda$ $R_A=76$ Ом).

При противофазном возбуждении диполей уменьшение расстояния между диполями приводит к резкому уменьшению сопротивления (при $S\to 0$ $R\to 0$). По мере удаления диполей друг от друга сопротивление растет и достигает максимального значения около 100 Ом при $S/\lambda=0{,}6\ldots0{,}75$, а далее вновь уменьшается до значения 75 Ом.

Малым значениям сопротивления соответствует большое значение тока и, следовательно, большое усиление. В синфазно возбуждаемой антенне максимальное усиление соответствует $S/\lambda=0{,}6\ldots$ $\ldots0{,}8$, а в противофазно возбуждаемой антенне — $\lambda/8$.

В коллинеарной антенной системе изменение расстояния между элементами лишь незначительно изменяет сопротивление излучения, также незначительно изменяется усиление системы, составляющее около 3 дБ.

Активные антенные системы. Общий вид пространственной антенной системы показан на рис. 5.56*г*. Число элементов в такой антенне может быть весьма большим. Так, например, для диапазона УКВ оно достигает нескольких сотен.

Пространственная антенна является наилучшей с точки зрения формирования произвольных диаграмм направленности, которое достигается путем целенаправленного изменения положения элементов антенны, подбора амплитуды и фазы токов возбуждения всех элементов. Фазу токов возбуждения диполей, входящих в состав антенной системы, можно регулировать или изменением длины (электрической!) питающей линии, или изменением длины диполя.

Надо иметь в виду, что из-за наличия пространственной связи между всеми элементами следует ожидать появления дополнительного сдвига фазы тока возбуждения каждого элемента (рис. 5.60*в*), который требуется скомпенсировать.

При проектировании различных антенн, как правило, требуется индивидуальный подход и проведение достаточно сложного расчета, который осуществляется с использованием ЭВМ.

С помощью пространственной антенной системы можно получить диаграммы направленности самого различного вида, игольчатые остронаправленные, столообразные, в виде воронки и пр.

Регулируя амплитуду и фазу тока возбуждения каждого элемента антенной системы, можно регулировать и форму диаграммы направленности. Этим свойством очень часто пользуются на практике. Например, в радиолокации путем изменения фазовых соотношений между элементами антенны достигается перемещение максимума диаграммы направленности как по углу места, так и по азимуту

Частным случаем пространственной системы является антенная система, у которой все элементы размещены в одной плоскости. Эта

система получила название *антенной решетки*. Диаграмма направленности антенной решетки определяется следующими факторами: конфигурацией апертуры антенной решетки, расположением элементов в антенной решетке, амплитудами и фазами возбуждения всех элементов решетки.

Практика показала, что радиолюбители даже при конструировании простейших антенных решеток, к которым относятся линейные антенные системы, допускают ряд ошибок, приводящих к ухудшению параметров антенны по сравнению с теми, которые, в принципе, можно было бы ожидать от таких антенных систем. В частности, не всегда правильно осуществляется фазирование элементов антенной решетки.

Чтобы лучше разобраться в этих вопросах, целесообразно рассмотреть ряд частных вариантов выполнения антенных систем. Начнем с систем, содержащих активные элементы.

Коллинеарные системы. Согласно рис. 5.61*б* наибольшее значение усиления коллинеарных антенн достигается при расстоянии между диполями $S = (0,3 \ldots 0,5)\lambda$.

Усиление антенны при изменении числа используемых полуволновых коллинеарных диполей можно определить из табл. 5.8.

ТАБЛИЦА 5.8

Усиление коллинеарной антенны

Число диполей, n	1	2	3	4	5	6	7	8
Усиление, дБ	0	1,8	3,2	4,5	5,4	6,2	6,9	7,5

Главный лепесток диаграммы имеет форму диска, лежащего в плоскости, перпендикулярной оси антенны (экваториальной плоскости). Чем больше излучающих элементов содержит антенна, тем уже главный лепесток диаграммы. При $n>2$ в диаграмме появляются небольшие боковые лепестки. В экваториальной плоскости диаграмма имеет форму круга, которая не зависит от числа элементов излучения. Если такую антенну установить вертикально, то она будет иметь всенаправленное излучение в горизонтальной плоскости. Если не учитывать влияния земли, то основной лепесток диаграммы такой антенны ориентирован под углом $\theta = 0°$ в угломестной плоскости. Учет влияния земли можно оценить с помощью графиков, приведенных на рис. 2.47. В данном случае следует считать, что за высоту подвеса антенны над землей принимается половина высоты вертикальной коллинеарной антенны. Для горизонтально расположенной коллинеарной антенны вертикальное сечение ее диаграммы будет таким же, как для полуволнового горизонтального диполя (см. рис. 2.71).

Простейшей коллинеарной антенной является *антенна Франклина* (рис. 5.62), состоящая из двух полуволновых вибраторов.

Входное сопротивление антенны зависит от отношения d/λ, где d — диаметр провода антенны, а также от высоты подвеса антенны над землей. Входное сопротивление составляет от 1000 до 3000 Ом. Следовательно, антенна должна быть возбуждена с помощью резонансной линии, трансформирующей сопротивление на меньшее, например на 300 Ом.

Добавляя к концам диполя полуволновые отрезки, возбуждаемые через четвертьволновые замкнутые отрезки, получим антенну с большим усилением (рис. 5.62*в, г*). Если из коллинеарной антенны исключить шлейфы, изменяющие фазу на 180°, а концы виб-

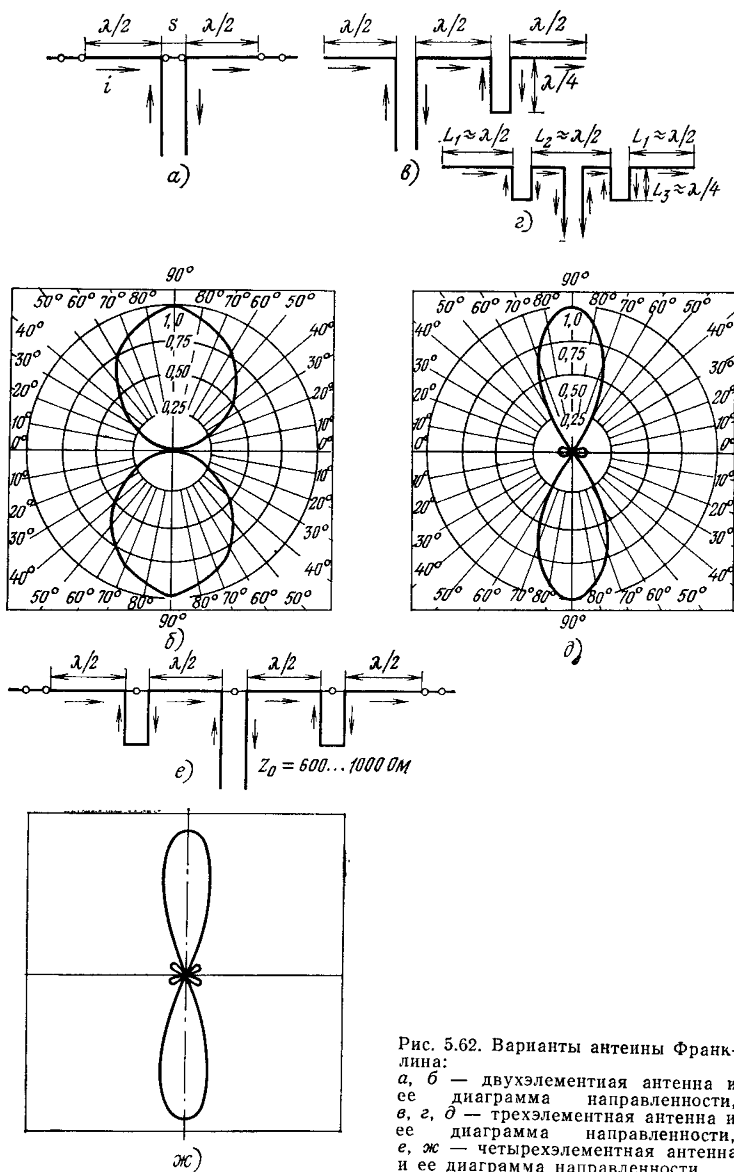


Рис. 5.62. Варианты антенны Франклина:
а, б — двухэлементная антенна и ее диаграмма направленности, *в, г, д* — трехэлементная антенна и ее диаграмма направленности, *е, ж* — четырехэлементная антенна и ее диаграмма направленности

раторов соединить между собой, то мы получим антенну типа LW.

Для трехэлементной коллинеарной антенны существуют два способа питания: напряжением (см. рис. 5.62*в*) и током (см. рис. 5.62*г*). Главный лепесток трехэлементной антенны значительно уже, чем у полуволновой антенны (рис. 5.62*д*). Еще более узкий лепесток имеет четырехэлементная антенна. Дальнейшее увеличение длины антенны дает меньший прирост усиления.

В антеннах с питанием напряжением (рис. 5.62*в, е*) входное сопротивление при увеличении числа вибраторов уменьшается с 3000 до 1000 Ом. При питании током (см. рис. 5.62*г*) для трехэлементной антенны входное сопротивление составляет 300 Ом. Это позволяет использовать симметричную линию питания.

Длина вибраторов $l=0{,}485\lambda$, а длина шлейфов, выполненных в виде симметричной воздушной линии, $l_s=0{,}242\lambda$. Если шлейфы выполнить из двухпроводной линии в ленточном диэлектрике, то их длина $l_s=0{,}205\lambda$. Если же в качестве шлейфа использовать отрезок коаксиального кабеля, то его длина $l_s=0{,}165\lambda$.

Размещение вибраторов на расстоянии $0{,}25\lambda$ друг от друга несколько увеличивает усиление антенны. Этот эффект достигается путем отгибания половинок шлейфа в разные стороны, что позволяет расположить вибраторы на нужном расстоянии. Токи в обоих отрезках длиной $\lambda/8$ противоположны токам в полуволновых диполях, а их амплитуда мала. Такая антенна имеющая длину $5\lambda/4$, называет-

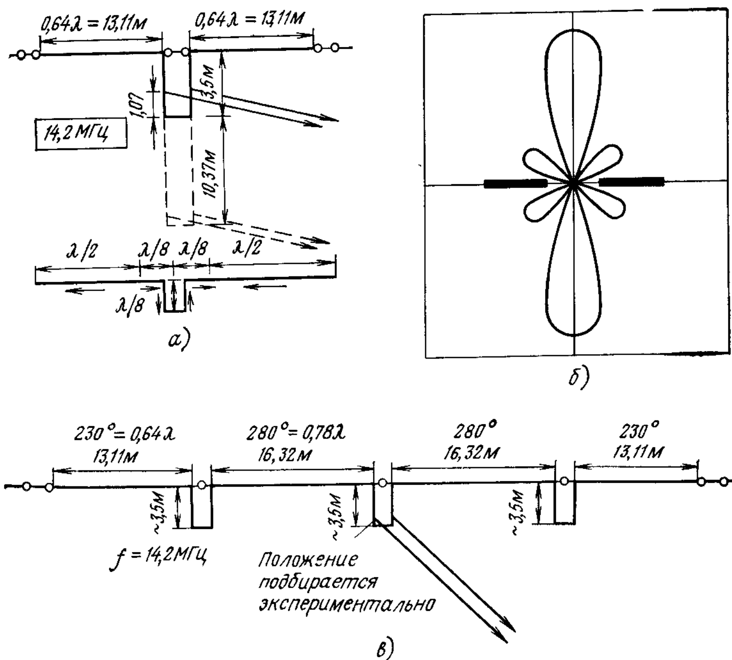
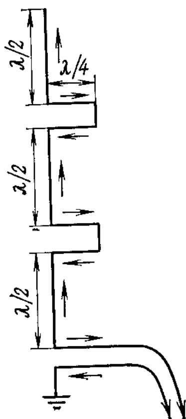


Рис. 5.63. Вытянутая антенна Цеппелина:
а — схема двухэлементной антенны для диапазона 14,2 МГц; *б* — диаграмма направленности; *в* — схема четырехэлементной антенны для диапазона 14,2 МГц

ся *вытянутой антенной Цеппелина* и имеет усиление около 3 дБ, что соответствует усилению трехэлементной коллинеарной антенны. Используя этот принцип, можно построить четырехэлементную антенну, имеющую усиление около 7 дБ (рис. 5.63*в*). В этой антенне два средних вибратора удлинены (фазовая длина составляет 280°), а крайние удлинены с одной стороны (фазовая длина составляет 230°). Это дает возможность получить расстояние S больше, чем $0{,}25\lambda$.



Для лучшего согласования с линией питания следует найти соответствующую точку на замкнутой части шлейфа. Питание в эту антенну можно также подавать через замкнутую часть бокового шлейфа.

Устанавливая вертикально коллинеарную антенну, получаем антенну с круговой в горизонтальной плоскости диаграммой направленности, которая имеет большое значение усиления (рис. 5.64).

Рис 5 64 Вертикальная коллинеарная антенна

Выполнение четвертьволновых шлейфов из коаксиального кабеля позволяет получить более компактную конструкцию. Если вибраторы выполнить из полых трубок, то коаксиальные шлейфы можно разместить во внутренней полости вибраторов.

Параллельная система излучателей. В параллельной системе излучателей, работающей в режиме поперечного излучения, все излучающие элементы должны быть возбуждены синфазно.

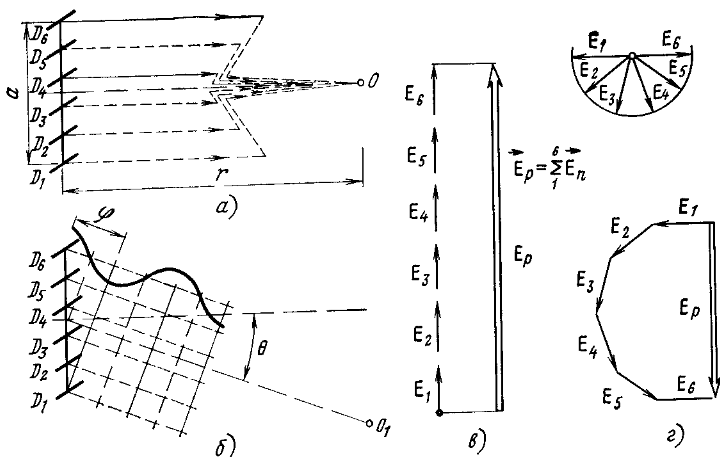


Рис 5 65 Излучение антенной решетки:
а, *б* — в точку *О* вóлны от всех элементов решетки приходят соответственно в одинаковой фазе и с разными фазами, *в*, *г* — графический метод сложения векторов

В точке O (рис. 5.65*а*), отстоящей от антенны на расстояние r и лежащей на прямой, проходящей через ось симметрии антенны, напряженности полей от всех элементов были бы в фазе, если бы все элементы лежали на окружности радиуса r. Так как все элементы антенны лежат на одной прямой, то сложение всех полей происходит лишь в том случае, когда линейные размеры антенны очень малы по сравнению с расстоянием r. В направлениях, отстоящих на некоторый угол от главной оси, суммарная напряженность поля меньше, так как в этом случае изменяются фазовые соотношения между полями отдельных излучателей системы.

На рис. 5.65*б* расстояния от элементов антенны до точки O_1 подобраны так, что фаза поля от диполя D_1 составляет 270°, от диполя D_2—234°, от D_3—198°, от D_4—162°, от D_5—126°, от D_6—90°. Отметим, что диполь D_6 возбуждает в точке O поле, фаза которого противоположна фазе поля, обусловленного действием диполя D_1.

Среди различных методов расчета результирующего поля радиолюбителям можно рекомендовать графический метод. Проиллюстрируем этот метод для рассматриваемой шестиэлементной антенны. В точке O результирующее поле $E_р$ является суммой шести векторов $\mathbf{E}_1 \ldots \mathbf{E}_6$ (рис. 5.65*в*). Результирующее поле в точке O_1 также получаем сложением векторов $\mathbf{E}_1 \ldots \mathbf{E}_6$. Эта процедура показана на рис. 5.65*г*, где фазы всех векторов соответствуют расположению диполей относительно точки наблюдения O_1. Фазовый сдвиг отдельных составляющих может быть рассчитан с помощью простых соотношений, в которые входят угол θ и расстояние до диполя, фаза которого рассчитывается. Этот метод может учитывать различие в амплитудах тока возбуждения отдельных элементов антенной системы, для чего длина каждого из векторов $\mathbf{E}_1 \ldots \mathbf{E}_6$ выбирается пропорциональной амплитуде тока соответствующего диполя.

Максимальное усиление параллельной системы зависит как от от расстояния между элементами, так и от их числа, т. е. от апертуры антенны. Влияние расстояния S на усиление антенной системы представлено графически на рис. 5.66. Наибольшее усиление для

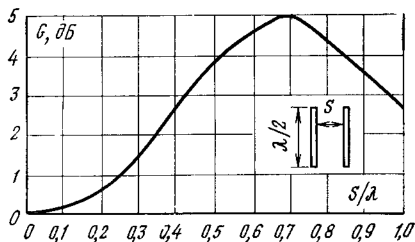


Рис. 5.66. Зависимость усиления двухэлементной антенны от расстояния между диполями

системы из двух диполей наблюдается при $S=0{,}7$. В табл 5.9 представлены результаты расчета усиления многоэлементной параллельной антенной системы при различных числе элементов и расстоянии между ними.

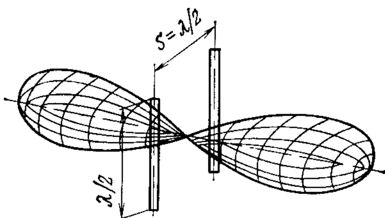
Диаграмма направленности двухэлементной антенны, расстояние между элементами которой $S=\lambda/2$, содержит только два главных лепестка (рис. 5.67). При увеличении расстояния между элементами число лепестков также увеличивается.

ТАБЛИЦА 59

Усиление параллельной многоэлементной антенной системы

Число элементов		2	3	4	5	6
Усиление, дБ, для	$S=0,5\lambda$	4	5	6	7	8
	$S=0,7\lambda$	5	7	8	10	11

Двухэлементные антенные системы. Наиболее популярными в диапазоне КВ являются двухэлементные антенны. Эти системы имеют вполне приемлемые габаритные размеры и усиление около 4,7 дБ. Питание таких антенн может осуществляться по-разному. Три варианта решения проблемы питания показаны на рис. 5.68.



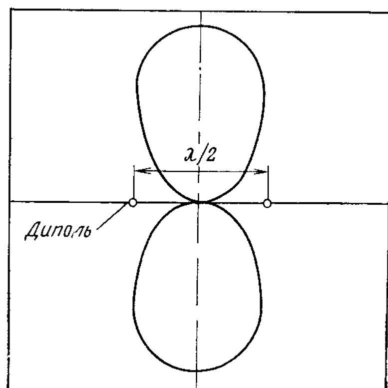


Рис. 5.67. Диаграмма направленности двухэлементной антенны

В первом из них (см. рис. 5.68*а*) линия питания подключена к середине фазирующей линии, что приводит к синфазному возбуждению вибраторов. Длина фазирующей линии может быть произвольной, но следует иметь в виду, что обе ее половины должны быть идентичными. Такой способ дает возможность подобрать оптимальное расстояние между диполями. Диполь, возбуждаемый с конца, имеет входное сопротивление равное 1000... ...3000 Ом. Если фазирующая линия имеет длину $2\times\lambda/4$ и волновое сопротивление $Z_0=$ $=600$ Ом, то происходит трансформация сопротивлений и в точке подключения питания $R_{AA}=100$ Ом.

Схема питания, приведенная на рис. 5.68*б*, используется реже. Входное сопротивление такой системы равно примерно 1000 Ом. В данном случае можно использовать двухпроводную линию, у которой для повышения волнового сопротивления увеличено расстояние между проводами и уменьшен диаметр провода. Фазирующий отрезок перекрещен и также выполняется в виде воздушной линии. В обеих приведенных схемах линия питания является источником дополнительного излучения, поле которого накладывается на поле, создаваемое собственно антенной.

Наиболее выгодной является третья схема питания (рис. 5.68*в*), хотя она и более сложна с конструктивной точки зрения. Так же, как и схема на рис. 5.68*а*, данная схема допускает произвольную расстановку диполей. Важно только выдержать равенство отрезков

$AB = AC$. Следует также помнить о трансформирующем свойстве фазирующих отрезков. Входное сопротивление диполя равно 60 Ом. Если фазирующая секция имеет длину $2\times\lambda/4$ и волновое сопротивление 190 Ом, то эта линия трансформирует входное сопротивление в сопротивление, равное 600 Ом. Так как в этом месте параллельно подключены две линии, то входное сопротивление R_A составит 300 Ом.

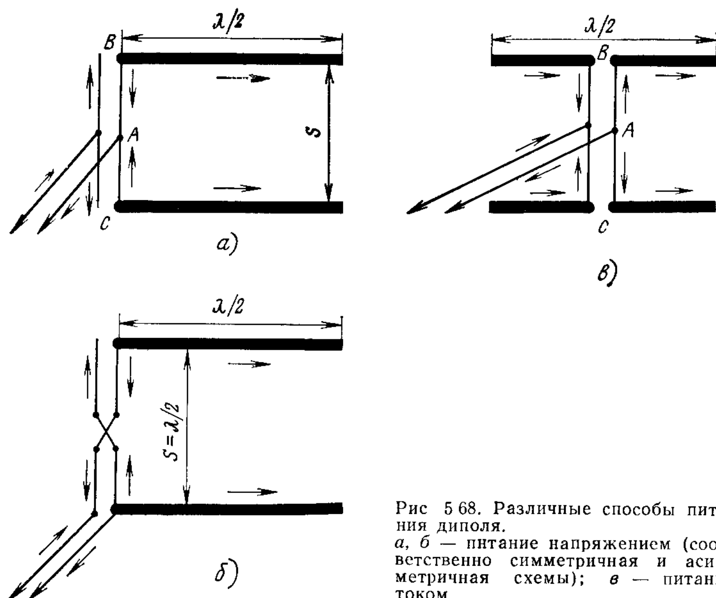


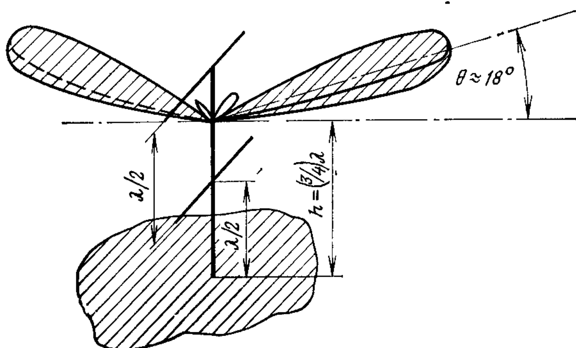
Рис 5 68. Различные способы питания диполя.
а, б — питание напряжением (соответственно симметричная и асимметричная схемы); *в* — питание током

В этом случае можно использовать в качестве линии питания симметричную двухпроводную линию в ленточном диэлектрике. Системы, представленные на рис. 5.68, могут быть расположены либо горизонтально, либо вертикально. При вертикальном расположении диполей диаграмма направленности антенны в горизонтальной плоскости будет такой, как показано на рис. 5.67. При горизонтальном расположении диполей влияние земли сказывается в том, что главный максимум диаграммы направленности приподнят на угол θ в вертикальной плоскости. Этот угол зависит от высоты h, на которую поднята середина антенны. При $h = 3\lambda/4$ и $S = \lambda/2$ диаграмма направленности в вертикальной плоскости имеет вид, показанный на рис. 5.69.

Многоэлементные антенные системы. Трех- и четырехэлементные антенные системы наиболее часто располагаются вертикально. Для возбуждения всех элементов антенны используют несколько схем питания, показанных на рис. 5.70.

В схеме рис. 5.70*а* применено питание напряжением. Если линия фазирования имеет длину $2\times\lambda/2$, то в ней не происходит трансформация сопротивлений. Поэтому в точке подключения питания B входное сопротивление будет в 3 раза меньше входного сопротивления диполя и составит около 600 Ом. Следовательно, в качестве

линии питания целесообразно использовать линии с волновым сопротивлением 600 Ом. Линию питания можно подвести к точкам *A*, *B* и *C*. Наиболее равномерное распределение токов будет получено, если питание подвести к точке *B*. При расстоянии между диполями, большем, чем $\lambda/2$, длина фазирующей линии выполняется равной длине волны (рис. 5.70*б*).



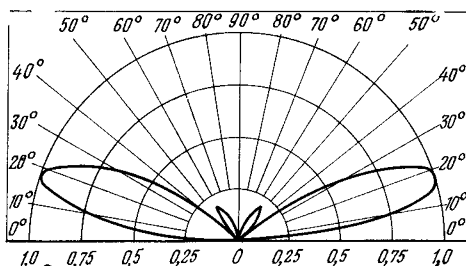


Рис. 5.69. Диаграмма направленности двухэлементной антенны, расположенной над поверхностью реальной земли

Четырехэлементная система может быть возбуждена двояким образом.

На рис. 5.70*в* сопротивления параллельных диполей R_B и R_C, трансформированные четвертьволновым отрезком в точку *A*, складываются с трансформированным сопротивлением параллельных диполей R_D и R_E. В точке *A* можно получить входное сопротивление $R_{AA}=200\ldots300$ Ом, что позволяет использовать для питания симметричную линию. Для схемы, представленной на рис. 5.70*г*, малое входное сопротивление диполей, подключенных параллельно, трансформируется в точке *A* в большое сопротивление. От значения волнового сопротивления четвертьволновых отрезков *BA* и *DA* зависит коэффициент трансформации, и поэтому R_{AA} может иметь значение 200...600 Ом.

В четырехэлементных антеннах можно подобрать $d>\lambda/2$ и поэтому использовать линию фазирования длиной λ. Отметим, что схема, показанная на рис. 5.70*г*, может быть использована как в трех-, так и в четырехэлементной системе.

Антенна типа «лежащее Н». Соединение коллинеарных и параллельных систем позволяет реализовать антенны с большим усилением. Среди таких антенн наиболее популярна антенна типа «лежащее Н» (рис. 5.71). Перекрещенная линия фазирования обеспечивает синфазную работу диполей.

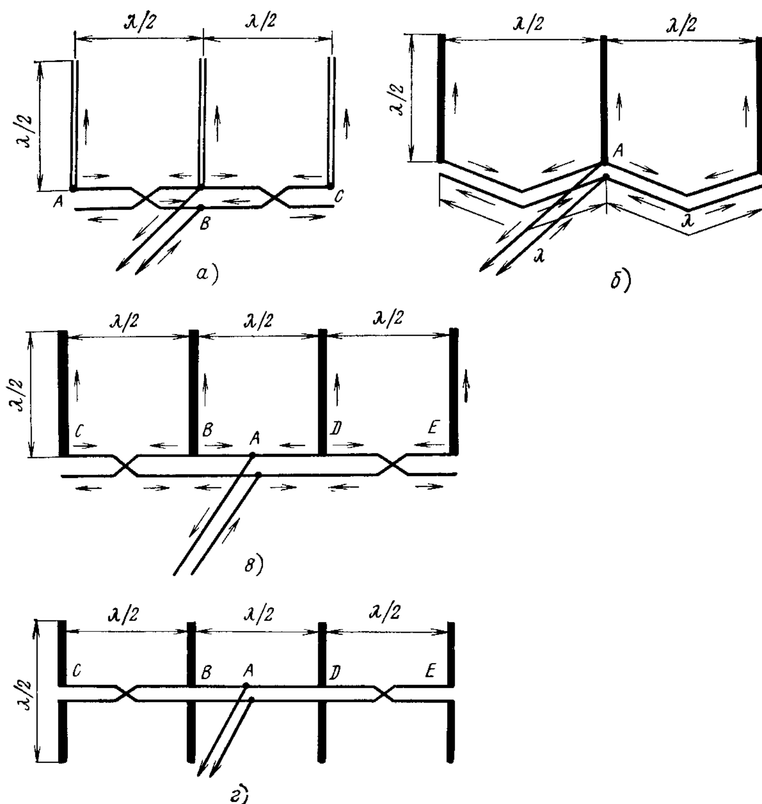


Рис 5 70 Способы питания многоэлементной антенны

Входное сопротивление в точках X—X имеет большую величину. Поэтому для согласования с линией питания произвольной длины требуется применение четвертьволновых трансформаторов. Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости соответствует диаграмме направленности волнового диполя.

Эта антенна является двунаправленной, а направление главного излучения перпендикулярно плоскости антенны. Ширина основного лепестка составляет примерно 60°. Вертикальное расположение двух параллельных диполей приводит к сужению главного лепестка диаграммы в вертикальной плоскости, в результате чего в меньшей степени сказывается влияние земли. Однако и в этом случае высота подвеса антенны влияет на направление главного лепестка диаграм-

мы в вертикальной плоскости, что, как уже неоднократно отмечалось, накладывает определенные ограничения на эффективность использования антенны при работе на большие расстояния (см. рис. 5.69). Обычно антенна выполняется таким образом. чтобы высота подвеса нижних диполей над землей была бы не меньше, чем λ/2.

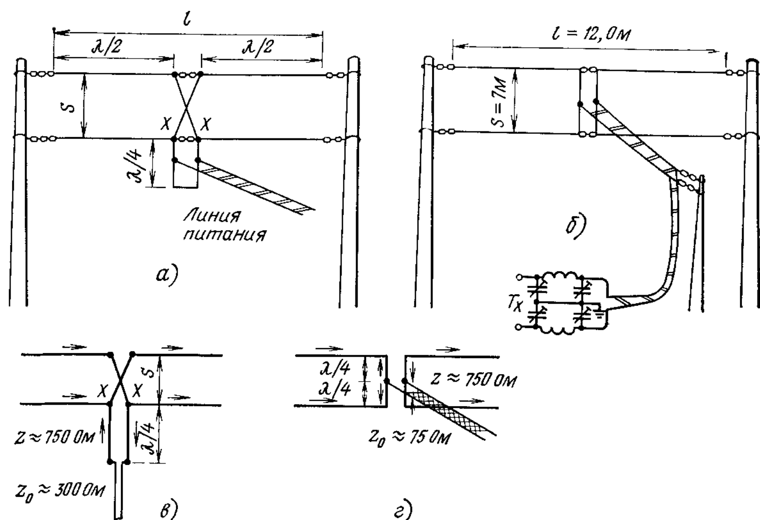


Рис. 5.71. Антенна типа «лежащее Н» и способы ее питания

Теоретическое значение усиления антенны при расстоянии $S = \lambda/2$ составляет 5,6 дБ и увеличивается с ростом расстояния (табл. 5.10).

ТАБЛИЦА 5.10

Параметры антенны типа «лежащее Н»

Диапазон, МГц	Длина, м	Расстояние между диполями, м		
		3λ/8	λ/2	3λ/4
14	20,60	7,95	10,50	15,90
21	13,00	5,33	7,10	10,70
28	10,25	4,00	5,30	7,95
Теоретическое значение усиления, дБ		4,3	5,6	6,3

При расстоянии между отдельными ярусами антенны $S = \lambda/2$ длина фазирующей линии выбирается равной длине волны. При конкретном проектировании фазирующей линии необходимо принимать во внимание коэффициент укорочения, равный 0,95...0,97.

Наилучшие результаты получаются при симметричном питании (см. рис. 5.70*б*). Это приводит к необходимости использования резонансной линии питания или трансформации сопротивлений с помощью фазирующей линии. Более подробно этот вопрос анализировался ранее. На рис. 5.71*в*, *г* показаны примеры выполнения схем согласования для рассматриваемой антенны.

Антенна типа «лежащее Н» предназначена для работы в одном диапазоне. Однако при определенном выборе размеров антенны (см. рис. 5.71*б*) она может работать и в трех диапазонах: 14; 21 и 28 МГц. В этом случае необходимо в качестве линии питания использовать резонансную линию. Линия питания должна быть расположена горизонтально, по крайней мере на длине $\lambda/2$. Это условие требует применения дополнительной мачты. Отметим, что в данном варианте направленные свойства антенны в большой степени определяются используемым диапазоном частот.

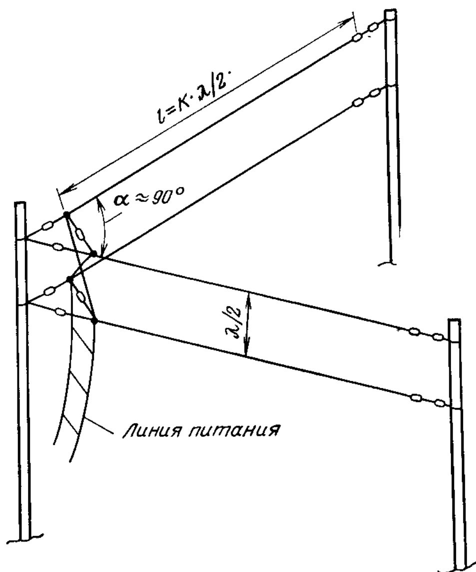


Рис. 5.72. Антенна типа «двухъярусное V»

Антенна типа «двухъярусное V». Эта антенна в определенной степени похожа как на антенну типа «лежащее Н», так и на антенну типа «инвертированное V». Расположение плеч антенны под углом 90° (рис. 5.72) приводит к такому сложению парциальных диаграмм плеч антенны, благодаря которому результирующая диаграмма направленности близка к круговой.

Использование двух диполей, расположенных один над другим, т. е. в два яруса, приводит к сужению диаграммы направленности в вертикальной плоскости, что эквивалентно выигрышу в усилении антенны, равному 3 дБ. Остальные свойства этой антенны такие же, как у антенн типов «лежащее Н» и «инвертированное V».

Антенна типа «квадрат». По-видимому, эта схема появилась в результате модернизации антенны типа «лежащее Н» за счет сближения и соединения концов диполей. Этот прием допустим потому, что концы диполей имеют одинаковые потенциалы (рис. 5.73).

Меньший размер апертуры антенны типа «квадрат» является причиной того, что она реализует меньшее усиление (около 4 дБ) по сравнению, например, с антенной типа «инвертированное V».

Важным свойством рассматриваемой антенны является то, что для ее размещения требуется сравнительно невысокая мачта. Так, например, для диапазона 14 МГц высота мачты составляет примерно 10 м. В горизонтальной плоскости антенна типа «квадрат» излу-

част так же, как и волновой диполь, т. е. в этой плоскости антенна обладает направленными свойствами. Если же необходимо изменить диаграмму направленности антенны, то на той же самой мачте следует разместить еще одну антенну типа «квадрат», плоскость которой перпендикулярна первой антенне. Полученная схема несколько напоминает антенну типа «пирамида».

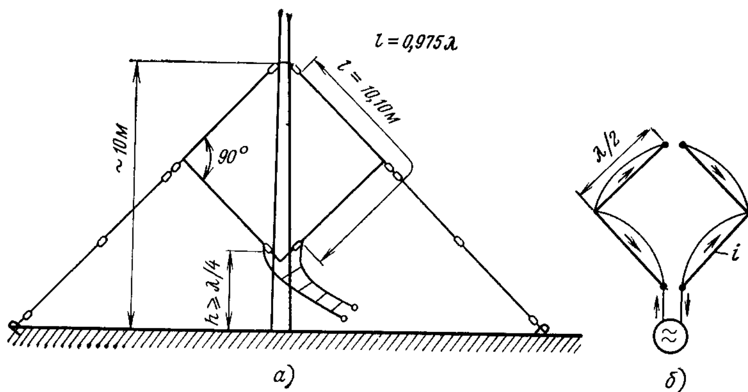


Рис. 5.73. Антенна типа «квадрат» для диапазона 14 МГц:
а — схема; *б* — распределение токов

Антенное полотно. Антенное полотно представляет собой систему четвертьволновых или полуволновых диполей, соединенных между собой отрезками линии, осуществляющими необходимый фазовый сдвиг между излучающими элементами. В зависимости от числа элементов и способа их соединения различные модификации антенн получили различные названия.

Ранее в табл. 5.8 и 5.9 были приведены сведения, касающиеся зависимости коэффициента усиления антенны от числа используемых элементов. Рассматриваемые антенны, как правило, являются или параллельными, или смешанными системами.

При проектировании антенных полотен необходимо помнить о следующем: через каждую половину длины волны вдоль провода фаза возбуждения скачком меняется на 180°. Точкам на проводе, в которых происходит скачкообразное изменение фазы возбуждающего тока, соответствуют точки на схемах антенн, приведенных на рис. 5.74. Эти антенны нашли применение в профессиональных системах благодаря большому значению усиления, которое реализуется путем синфазного возбуждения излучающих элементов антенны.

Шестиэлементная антенная система, показанная на рис. 5.74*а*, имеет 3+3 синфазных излучающих элемента. Поляризация волны горизонтальная. Направление максимального излучения перпендикулярно плоскости полотна антенны. На рис. 5.74*б* представлен укороченный вариант рассматриваемой антенны. У этого варианта антенны усиление несколько уменьшается и соответствует усилению антенны, имеющей 2+2 синфазных элемента.

На графике 5.74*в* приведена еще одна модификация антенны, получаемая путем подключения к концам антенны еще двух излучающих элементов. Отметим, что анализируемая антенна может

быть возбуждена либо в точках $\dot{A}$—$\dot{A}$ с использованием линии питания с волновым сопротивлением 600 Ом, либо в точках B—B (точки A—A соединяются в данном случае между собой) с использованием линии, имеющей волновое сопротивление около 1000 Ом.

Следующая схема антенны, предложенная Бруцем, приведена на рис. 5.74*г*. Эта антенна излучает вертикально поляризованную вол-

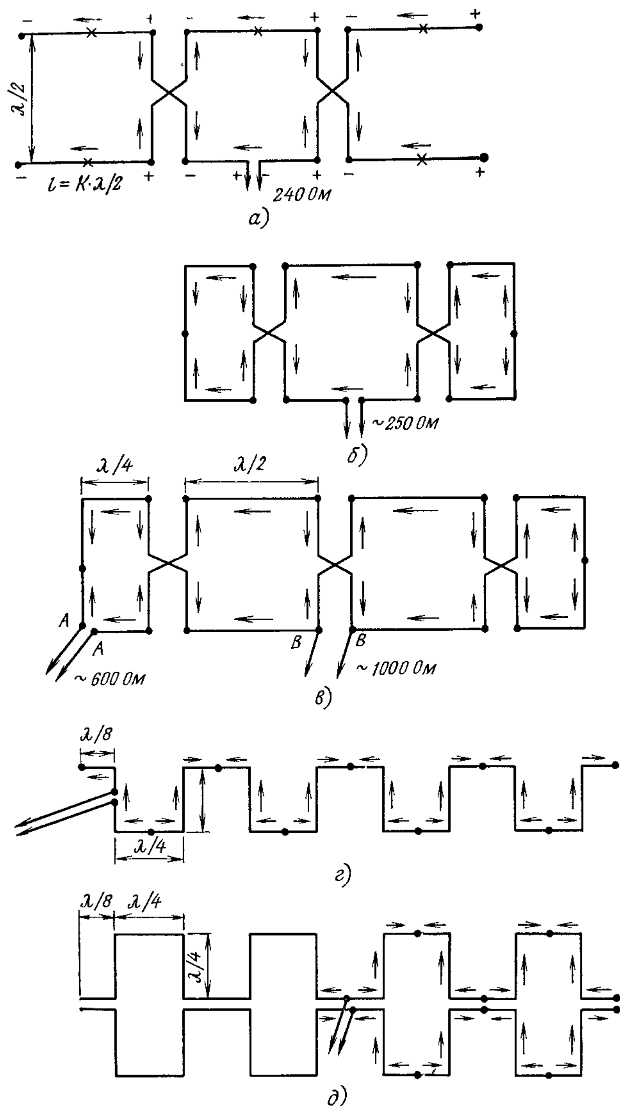


Рис. 5.74. Многоэлементная синфазная антенна (точками обозначены узлы тока, крестиками — узлы напряжения)

ну. Излучения горизонтально расположенных элементов взаимно компенсируют друг друга.

Схема антенны, реализующая большое значение усиления, приведена на рис. 5.74*д*. Излучающие элементы данной антенны представляют собой полуволновые диполи.

Отметим, что физические длины элементов всех рассмотренных схем антенн должны быть выполнены с учетом коэффициента укорочения K, который на практике можно считать равным 0,95 ... 0,97. Приведем еще две практические рекомендации. Во-первых, нижний край антенны рекомендуется размещать на высоте, превышающей $\lambda/8$. Во-вторых, точки антенны, соответствующие узлам напряжения, могут быть заземлены.

Антенна продольного излучения. Антенна продольного излучения представляет собой систему параллельно расположенных диполей, в которой фаза тока возбуждения изменяется через один диполь на 180°. Такая система излучает вдоль оси антенны. Усиление антенны и форма диаграммы направленности зависит как от числа элементов и расстояния между ними, так и от характера амплитудно-фазового распределения токов в элементах антенны. В принципе, в антеннах продольного излучения используются две схемы возбуждения элементов: в первом варианте все элементы антенны возбуждаются непосредственно линией питания; во втором варианте часть элементов антенны выполнена в виде пассивных элементов, которые возбуждаются полями рядом расположенных активных элементов антенны.

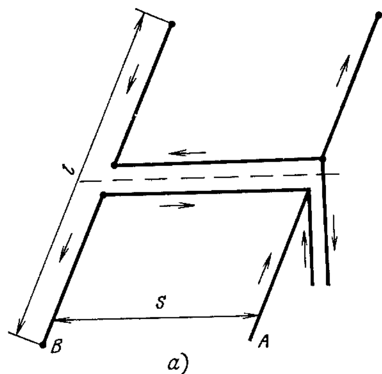
Схема активной антенной системы продольного излучения приведена на рис. 5.75. Два полуволновых диполя A и B находятся на расстоянии $S=\lambda/2$ друг от друга и возбуждаются с помощью-фазирующей линии длиной $\lambda/2$ (без перекрещивания). Токи, протекающие в диполях, находятся в противофазе. Поэтому поля излучения диполей в поперечном направлении взаимно компенсируют друг друга, в направлении вдоль оси антенны — складываются в фазе. Распределение результирующего поля излучения системы, которое можно определить с помощью способа, изложенного в § 5.4, представляет собой двунаправленную диаграмму направленности. В принципе, путем изменения расстояния между диполями и фазового сдвига токов возбуждения в диполях можно в значительных пределах видоизменять форму результирующей диаграммы направленности системы (см. рис. 5.59).

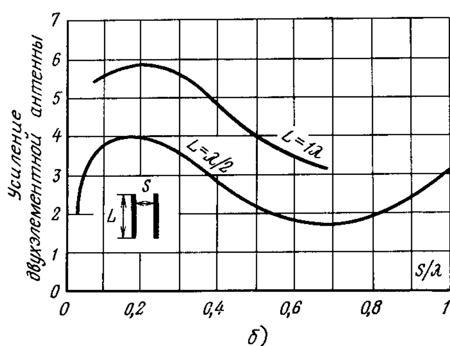
Усиление двухэлементной активной антенны с диполями одинаковой длины, возбужденными в противофазе, зависит от расстояния S (рис. 5.75*б*). Наибольшее усиление получаем при $S=0{,}15\lambda$: $G=3{,}9$ дБ при длине диполей, равной $\lambda/2$ и $G=5{,}8$ дБ при длине диполей, равной λ. Сопротивление излучения зависит от расстояния между диполями и их длины (рис. 5.75*в*). При $S=0{,}15\lambda$ сопротивление излучения $R_{изл}$ равно 12 Ом для полуволновых диполей и 20 Ом для волновых диполей. Сравнительно малые значения сопротивления излучения приводят к увеличению потерь, что, как известно, эквивалентно снижению коэффициента полезного действия антенной системы. Кроме того, при малых значениях сопротивления излучения в антенне протекают большие токи. Так, например, при мощности $P=100$ Вт и $S=0{,}1\lambda$ в диполях протекают токи около 3 А.

Антенна W8JK. Эта антенна относится к группе антенн продольного излучения, и ее схемы изображены на рис 5.76 (*а* — горизонтальный вариант, *б* — вертикальный вариант).

Если незначительно наклонить плоскость антенны, то можно изменить угломестное направление основного лепестка ее диаграммы направленности.

Резонансная линия питания на длине около λ/2 должна быть перпендикулярной к плоскости антенны. Расстояние $S=0{,}12\ldots0{,}15\lambda$ обеспечивается установкой распорок. Распорки могут быть выполнены из дерева, пропитанного парафином.





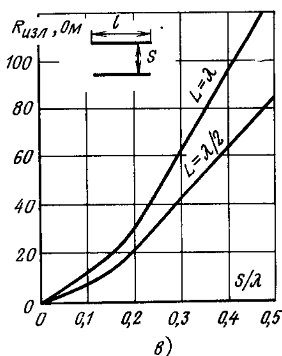


Рис 5 75 Активная антенная система продольного излучения:
а — схема антенны и распределение токов на элементах, *б* — зависимость усиления от S/λ, *в* — зависимость сопротивления излучения от S/λ

Из-за противофазного питания диполей необходимо точно выдерживать длины фазирующих линий. В противном случае (изменение фазы возбуждения) могут измениться направленные свойства антенны.

На рис. 5.77 приведены графики, позволяющие сравнить данную антенну с другими. Кривая *а* соответствует двухэлементной антенне поперечного излучения, верхний вибратор которой находится на высоте *h* над землей. При $h=\lambda/2$ нижний вибратор находится у поверхности земли.

Кривая *б* соответствует единичному горизонтальному диполю длиной λ/2, находящемуся на высоте *h* над землей.

Кривая *в* соответствует антенне W8JK, т е двум горизонтальным диполям, размещенным на высоте h Эти графики приведены для угла места $\theta=20°$, который является характерным для рассматриваемой группы антенн Анализ приведенных графиков показывает, что для единичного диполя наибольшее усиление, равное 2,7 дБ, достигается при высоте подвеса $h=1,2\lambda$ Для антенны W8JK наиболь-

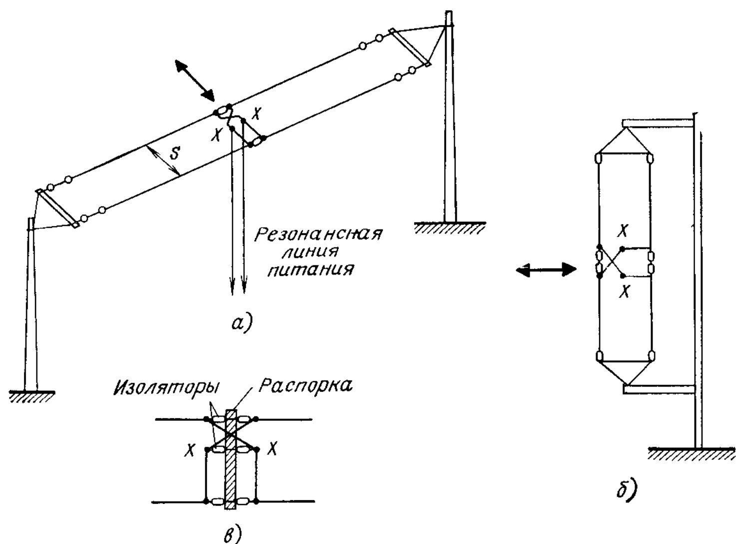


Рис 5 76 Антенна W8JK (X—X — точки подключения линии питания, стрелкой показано направление главного излучения)

шее усиление, равное 3 дБ, соответствует высоте $h=0,7\lambda$ Следовательно, для размещения антенны W8JK требуются более низкие мачты

Антенна W8JK может быть выполнена также из диполей длиной λ и даже более длинных, что приведет к возрастанию усиления антенны

Конструкция рассматриваемых антенн представлена на рис 5 78, а их размеры — в табл 5 11 В антенне число секций может быть увеличено при неизменных размерах L_3, D и $2M$ Отметим, что введение каждого последующего элемента все в меньшей степени сказывается на увеличении усиления антенны

Односекционная антенна (см рис 5 77) может быть возбуждена и на второй гармонике, что соответствует схеме двухсекционной антенны (см рис 5 78*б*). В этом случае антенна по своим характеристикам приближается к антенне с $l=\lambda$ и расстоянием S, равным $0,27\lambda$ Такая антенна может быть возбуждена с помощью резонансной линии питания и на четвертой гармонике При этом элементы антенны уже не будут синфазными, а антенна не будет обладать свойствами ранее рассмотренных вариантов антенны W8JK Так, например, диаграмма направленности антенны будет иметь форму, напоминающую четырехлепестковый лист клевера.

Так как сопротивление антенны велико, то при использовании линии питания с волновым сопротивлением 600 Ом необходимо применить четвертьволновый трансформатор (рис. 5 78г). Реактивная

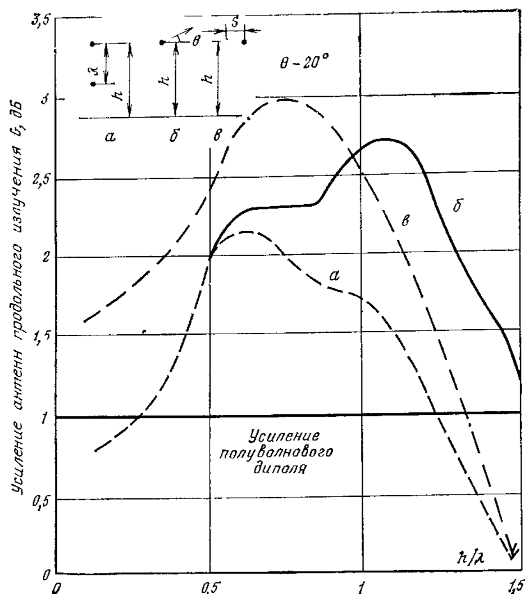


Рис 5 77 Сравнение усиления различных антенн, расположенных на высоте h над землей
а — антенна поперечного излучения; *б* — единичный горизонтальный диполь; *в* — антенна W8JK

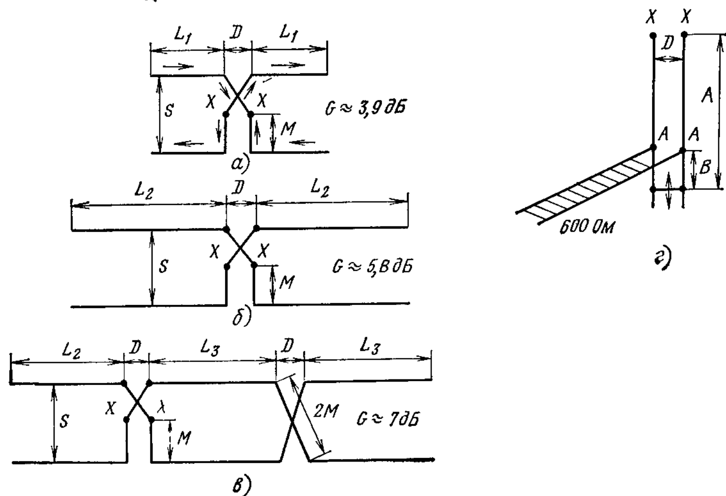


Рис 5 78 Многоэлементная антенна W8JK (размеры указаны в табл. 5 11)

ТАБЛИЦА 5.11

Размеры антенны W8JK (к рис. 5.78)

Диапазон длин волн, м	Расстояние S		Длина, м			Размеры симметрирующего устройства, м		Размеры трансформатора, м	
	λ	м	L_1	L_2	L_3	M	D	A	B
40	0,125	5,28	10,36	18,29	16,05	2,69	1,22	7,93	1,22
20	0,125	2,64	5,18	9,14	8,03	1,35	0,61	3,96	0,61
	0,150	3,18	5,18	9,14	7,70	1,63	0,61	3,66	0,61
	0,200	4,24	5,18	9,14	6,96	2,18	0,61	3,05	0,91
	0,250	5,29	5,18	9,14	6,30	2,69	0,61	2,44	1,22
15	0,150	2,13	3,50	6,17	5,20	1,09	0,51	2,88	0,40
	0,250	3,55	3,50	6,17	4,26	1,82	0,51	2,06	0,80
10а*	0,150	1,58	2,59	4,57	3,84	0,81	0,46	2,13	0,30
	0,250	2,64	2,59	4,57	3,15	1,35	0,46	1,52	0,60
10б**	0,150	1,53	2,51	4,42	3,71	0,79	0,46	2,13	0,30
	0,250	2,54	2,51	4,42	3,05	1,32	0,46	1,52	0,60

* 28 ... 29 МГц; ** 29 ... 30 МГц.

составляющая сопротивления на входе трансформатора в точках X—X компенсирует реактивную составляющую сопротивления антенны. Если питание антенны осуществляется с помощью коаксиального кабеля, то необходимо применить трансформатор сопротивлений (с коэффициентом трансформации 1 : 4), например, в виде полуволновой петли (см. рис. 3.1). В этом случае место подключения линии подбирается экспериментально. Ориентировочно можно полагать, что это место находится на высоте $0{,}5B$, где B — размер, определяемый из табл. 5.11.

Антенна W8JK с повышенным КПД. Недостатком обычной антенны W8JK при малом расстоянии S является малое сопротивление излучения $R_{изл}$ (см. рис. 5.75) и связанное с этим обстоятельством малое значение КПД.

Используя в качестве элемента излучения двойной диполь, можно увеличить сопротивление излучения, что приведет к росту КПД и, следовательно, к росту усиления антенны (рис. 5.79).

В этом случае изменяется входное сопротивление антенны. Кроме того, необходимо иметь в виду, что в этом варианте антенна не может работать на высших гармониках.

Размеры антенны указаны в табл. 5.12. В антенне с двойным диполем фазирующая линия длины D, соединяющая точки подключения питания X—X с диполем, выполнена в виде двухпроводной линии в ленточном диэлектрике с волновым сопротивлением около 240 Ом. Длина линии, приведенная в табл. 5.12, получена в предположении, что коэффициент укорочения $K=0{,}82$.

Поворот одного из проводов на 180° обеспечивает необходимый фазовый сдвиг.

Каждый элемент фазирующей линии имеет длину около $\lambda/4$ и поэтому одновременно выполняет функцию трансформатора сопротивлений. В точках подключения питания X—X трансформированное входное сопротивление антенны составляет около 500 Ом. Если фазирующую линию выполнить в виде линии с волновым сопротивлением 300 Ом, то сопротивление в точках X—X составит около 750 Ом.

Питание антенны коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50...75 Ом возможно в случае использования четвертьволнового трансформатора, имеющего размеры, указанные в таблице.

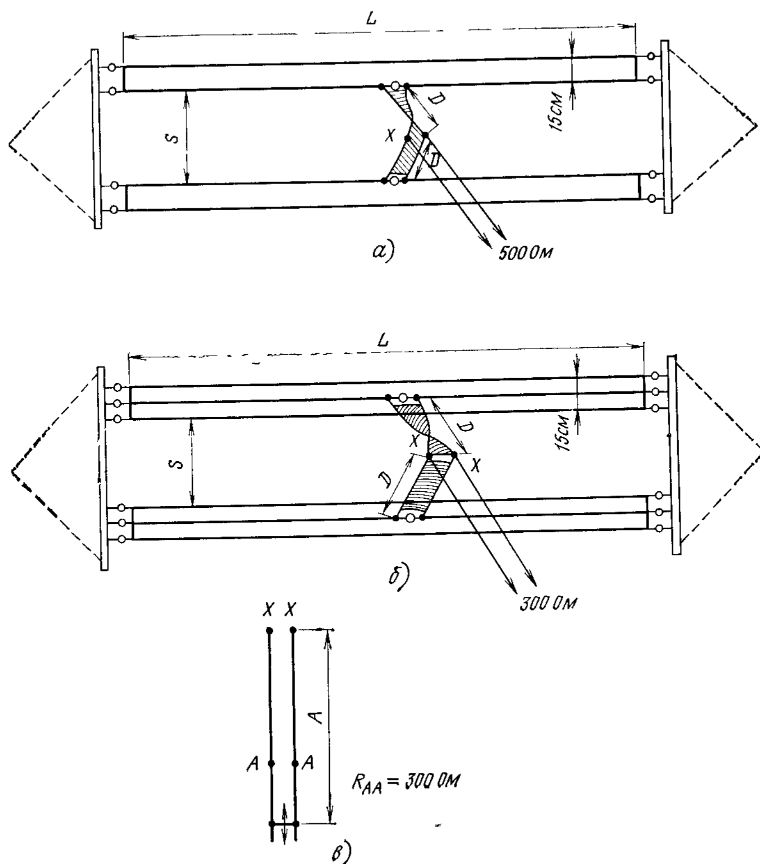


Рис 5 79 Антенна W8JK (размеры указаны в табл. 5.12)

Таблица 5 12

Размеры антенны W8JK с повышенным значением КПД (к рис. 5.79)

Диапазон, МГц	Расстояние S, м	Длина, м		Размер A, м, трансформирующей линии
		L	D	
7	6,61	9,61	9,74	10,50
14	3,53	9,8	4,37	5,25
21	2,30	6,[illegible]	2,90	3,53
28	1,55	4,73	2,17	2,55

Если диполи антенны выполнены из трех проводов (рис. 5.79б), то появляются дополнительные преимущества.

Используя линию фазирования, выполненную в виде двухпроводной линии в ленточном диэлектрике и имеющую волновое сопротивление $Z_0=300$ Ом, длина которой D указана в табл. 5.12, получаем, что в точках $X—X$ входное сопротивление равно 300 Ом, а при $Z_0=240$ Ом получаем, что в точках $X—X$ входное сопротивление равно 240 Ом. Следовательно, в этих точках можно непосредственно подключать линию питания с волновым сопротивлением 300 или 240 Ом соответственно. В точках $X—X$ можно также подключать через трансформатор коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 50...75 Ом.

Антенна ZL. Среди антенн продольного излучения особое место занимают однонаправленные антенны. Однонаправленность излучения достигается как подбором расстояния между диполями, так и введением необходимого фазового сдвига для токов, протекающих в диполях. Подтверждением этого могут служить результаты, представленные на рис. 5.59 при $S=\lambda/8-3\lambda/8$ и фазовом сдвиге 60...135°.

На этой основе были разработаны несколько антенн, из которых наибольшей популярностью пользуются антенны ZL, разработанные радиолюбителями с позывными ZL3MH и WOGZR. Схемы антенны приведены на рис. 5.80, а размеры — в табл. 5.13.

Антенна состоит из двух активных диполей, имеющих разную длину. Один из них имеет длину L_1, соответствующую длине резонансной волны. Другой диполь L_2 возбуждается с фазовым сдвигом 180°, расположен на расстоянии, равном $\lambda/8$ от первого и длиннее первого примерно на 5%. Увеличением длины диполя L_2 достигается лучшее согласование с учетом токов, наведенных в нем как близко расположенным диполем L_1, так и линией фазирования. Ток в диполе L_2 в зависимости от способа включения линии фазирования имеет фазовый сдвиг, равный $180°-45°=135°$ или $180°+45°=$ $=225°$.

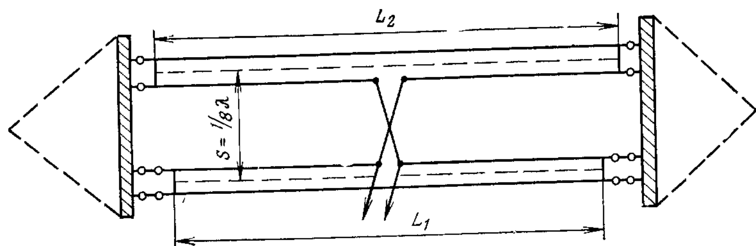
Поле излучения диполя L_1 в направлении $L_1—L_2$ имеет запаздывание по фазе на 45°. Поэтому результирующее поле в этом направлении близко к нулю. В направлении $L_2—L_1$ поле излучения обоих диполей суммируется, создавая усиление около 5,4 дБ. При некоторой высоте подвеса антенны удается сфазировать поле прямого излучения и поле волны, отраженной от земли, что приводит к увеличению усиления антенны до 7 дБ по сравнению с полуволновым вибратором.

В результате затухания волны линия фазирования при ее электрической длине $l=\lambda/8$ вносит замедление несколько большее, чем 45°. Для компенсации этого дополнительного фазового сдвига используются два способа:

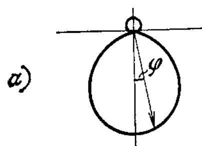
а) петлевые вибраторы располагаются в плоскости антенны таким образом, чтобы расстояние между линиями вибраторов составляло $\lambda/8$; провода линии фазирования располагаются под небольшим углом друг к другу так, чтобы длина XY равнялась $\lambda/8$;

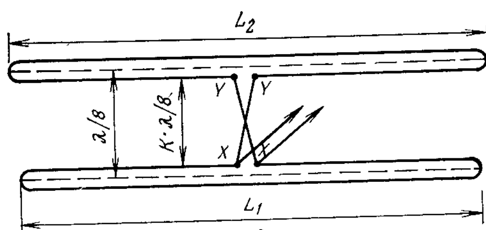
б) место подключения линии питания AA отодвигается от диполя L_1 на расстояние $E=C(1-K)/2=0{,}02C$ (рис. 5.80в).

Входное сопротивление антенны ZL, размещенной в свободном пространстве, равно 90 Ом. Из-за влияния земли реальное значение входного сопротивления несколько уменьшается и изменяется в пределах от 70 до 100 Ом в зависимости от высоты подвеса антенны. Это обстоятельство позволяет использовать в качестве линии пита-

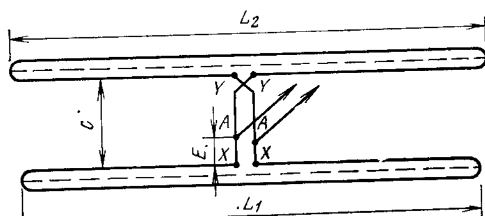


а)

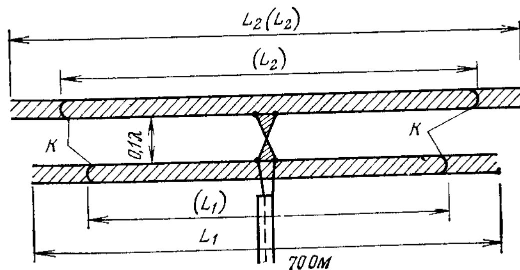




б)



в)



г)

Рис. 5.80. Антенна ZL (в местах, обозначенных буквой *K*, провода следует замкнуть)

ния коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 75 Ом, подключаемый к антенне через симметрирующее устройство Антенна также может быть возбуждена с помощью симметричной двухпроводной линии с волновым сопротивлением 600 Ом при использовании четвертьволнового трансформатора, имеющего $Z_т=240$ Ом.

Отметим, что антенна ZL не предназначена для работы на частотах гармоник. Укажем также, что, поворачивая антенну на мачте, можно изменять поляризацию излучения (приема) антенны от горизонтальной до вертикальной.

Как правило, диполи антенны выполняются из проволоки. Расстояние между проволоками выбирается равным 20 см. Основные размеры антенны приведены в табл. 5 13. Эту же антенну можно выполнить из двухпроводной линии в ленточном диэлектрике (рис. 5 80*г*). Учитывая, что коэффициент укорочения $K=0{,}82$, получаем несколько уменьшенные размеры антенны, также приведенные в табл. 5 13.

ТАБЛИЦА 5 13

Размеры антенны ZL (к рис. 5.80*а*, *г*)

Диапазон, МГц	Основные размеры, м			Размеры антенны в ленточном диэлектрике, м		
	S	L_1	L_2	S	L_1	L_2
7	5,16	20,57	21,70	4,23	16,87	17,80
14	2,58	10,30	10,85	2,12	8,45	8,90
21	1,72	6,85	7,24	1,41	5,62	5,94
28	1,29	5,09	5,39	1,06	4,17	4,42

Фазирующие отрезки также выполняются из двухпроводной линии в ленточном диэлектрике. В этой ситуации для сохранения требуемого электрического сдвига, равного $0{,}125\lambda$, уменьшают расстояние между диполями до $0{,}1\lambda$. Это не приводит к изменению направленных свойств антенны, но несколько уменьшает входное сопротивление (до 60 Ом), что обеспечивает выгодный режим согласования антенны с коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50.. 75 Ом.

Антенны, работающие в диапазонах 3,5 и 7,0 МГц, обычно размещаются на двух разнесенных мачтах. Для более коротких волн (в диапазонах 21 и 28 МГц) можно рекомендовать конструкцию антенны, у которой оба диполя укреплены на одной штанге, например бамбуковой, что позволяет получить антенну с изменяющимися направлением излучения и поляризацией (рис. 5.81).

А н т е н н а HB9CV. Антенна HB9CV представляет собой дальнейшую модификацию антенны ZL. Она состоит из двух полуволновых диполей, расстояние между которыми равно $\lambda/8$, возбуждаемых с фазовым сдвигом 45°. Отличие от предыдущей антенны заключается в том, что в антенне HB9CV используются простые диполи, возбуждаемые с помощью Т-трансформатора или гамма-трансформатора Это дает возможность выполнить диполи из алюминиевых трубок и, естественно, получить более простую конструкцию антенны, позволяющую изменять ее организацию в пространстве.

Схема антенны приведена на рис. 5.82*а*. Антенна состоит из двух параллельных диполей разной длины, отстоящих друг от друга на расстояние $S=\lambda/8$. Оба диполя находятся в ближней зоне

излучения относительно друг друга, и поэтому между их полями наблюдается сильное взаимодействие. Теория подсказывает, что при данном расстоянии между диполями однонаправленное излучение будет оптимальным в том случае, когда элементы возбуждаются с фазовым сдвигом, равным 225°. Напомним, что этот же эффект получается и для антенны ZL, у которой результирующий фазовый сдвиг возникает за счет поворота на 180° проводов линии фазирования плюс сдвиг на 45°, получаемый на длине λ/8.

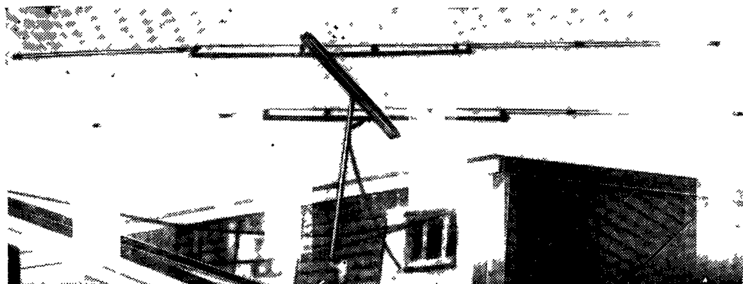


Рис. 5.81. Антенна ZL для диапазона 21 МГц

Размеры рефлектора, т. е. более длинного элемента, и директора, т. е. более короткого элемента, подобраны так, чтобы вносимые ими реактивные сопротивления, имеющие противоположные знаки, после прохождения Т-трансформатора взаимно компенсировались в точке подключения питания. В результате в этой точке сопротивление не имеет реактивной составляющей, а в линии питания отсутствует стоячая волна.

Оба диполя возбуждаются линией фазирования или через Т-трансформатор, или через гамма-трансформатор. Гамма-трансформатор подключается к излучающим элементам в тех местах, в которых сопротивление равно сопротивлению линии питания. Благодаря этому в линии существует только бегущая волна.

Конструктивно элементы трансформаторов и фазирующей линии выполняются в виде трубок или в виде медных проводов в поливиниловой изоляции диаметром 2 мм.

Автор антенны HB9CV дает следующие рекомендации, на которые советуем обратить внимание.

1. Линия фазирования не будет излучать, если расстояние между проводами находится в пределах 12...25 мм.

2. Провода линии фазирования не должны нигде соприкасаться между собой и не должны касаться несущих конструкций. Лучше всего выполнять их из изолированных проводов. Они должны проходить на постоянной высоте над металлическими конструкциями антенны. В крайнем случае их можно расположить прямо на поверхности несущих конструкций. При этом необходимо использовать достаточно толстую изоляцию, что может привести к дополнительным потерям.

3 Электрическая длина линии фазирования должна равняться λ/8 Измерения показали, что допустим 10-процентный разброс указанной величины.

При мощностях до 200 Вт антенна HB9CV может быть возбуждена двухпроводной линией в ленточном диэлектрике, имеющей волновое сопротивление 240...300 Ом Часто используют в качестве линии питания коаксиальный кабель. Заметим, что в УКВ диапазоне кабельное питание является основным. В этом случае может быть

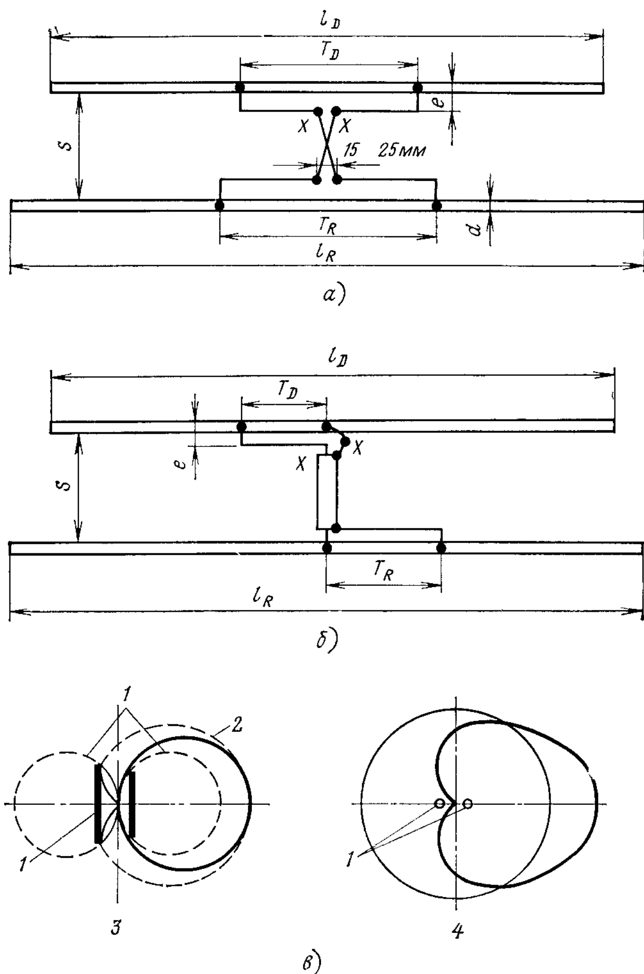


Рис 5.82 Антенна HB9CV·

а — питание симметричное, *б* — питание через коаксиальный кабель, *в* — диаграммы направленности в горизонтальной и вертикальной плоскостях,
1 — диполь, *2* — кардиоида, *3* — горизонтальная плоскость; *4* — вертикальная плоскость

использована система согласования с помощью модернизированного гамма-трансформатора (рис. 5.82*б*).

Размеры элементов антенны могут быть рассчитаны по следующим формулам (см. рис. 5.82):

$e = \lambda/200;\quad d = \lambda/400 - \lambda/700;\quad l_D = \lambda;$

$S = 0{,}125\,\lambda;\quad l_R = 0{,}5\,\lambda.$

При разработке стационарной антенны HB9CV рекомендуется еще раз внимательно проанализировать данные, касающиеся антенны W8JK.

Материал, из которого будет выполнена антенна, лучше всего выбирать на основе следующей информации:

из-за относительно малого сопротивления излучения в антенне протекает большой ток (около 3 А при мощности 100 Вт); это обстоятельство требует использования проводов большого сечения; лучше всего использовать алюминиевые провода, предназначенные для линий электропередачи;

напряжение на концах диполей достигает большого значения, что требует тщательного подбора концевых изоляторов;

отношение λ/d обычно составляет 2000...4000, а коэффициент укорочения весьма близок к единице;

длина рефлектора принимается равной 1,02λ, а днректора — 0,94λ;

резонансная частота достигается при одновременном изменении длин и рефлектора и директора с сохранением разности длин между ними, равной ≈8%.

Опробованные автором антенны HB9CV размеры представлены в табл. 5.14.

ТАБЛИЦА 5 14

Размеры антенны HB9CV

Размер	Значение размера, λ	Значение размера, м, в диапазонах, МГц		
		14,15 МГц	21,2 МГц	28,5 МГц
Длина директора l_D	0,46 λ	9,74	6,52	4,84
Длина рефлектора l_R	0,5 λ	10,60	7,08	5,26
Расстояние S	0,125 λ	2,65	1,77	1,32
Расстояние e	λ/200	0,12	0,09	0,06
Длина отрезка TD для Z_0:				
300 Ом	0,15 λ	3,18	2,12	1,58
150 Ом	0,125 λ	2,65	1,77	1,32
75 Ом	0,062 λ	1,33	0,89	0,66
Длина отрезка TR для Z_0:				
300 Ом	0,16 λ	3,43	2,29	1,70
150 Ом	0,13 λ	2,86	1,91	1,42
75 Ом	0,067 λ	1,43	0,95	0,71

Диаграмма направленности антенны HB9CV в свободном пространстве в горизонтальной плоскости имеет вид, показанный иа рис. 5 82*в*. В горизонтальной плоскости антенна имеет более направленную диаграмму излучения по сравнению с диаграммой полуволнового диполя, а в вертикальной плоскости диаграмма по форме приближается к кардиоиде. Диаграмма направленности антеины, особенно в вертикальной плоскости, подвергается большим изменениям, зави-

сящим от высоты подвеса антенны над землей и от параметров земли.

Теоретическое значение усиления антенны составляет 5,4 дБ относительно усиления полуволнового диполя. При оптимальной высоте подвеса антенны над землей можно существенно повысить результирующее усиление антенны.

Антенна с переключением направления излучения. Модификацией антенны ZL и HB9CV является антенна, позволяющая достаточно просто изменять направление излучения. Оба петлевых вибратора (рис. 5.83) имеют длину λ/2 и могут быть возбуждены двумя произвольными вспомогательными линиями, имеющими одинаковую электрическую длину. Обе линии подключаются к

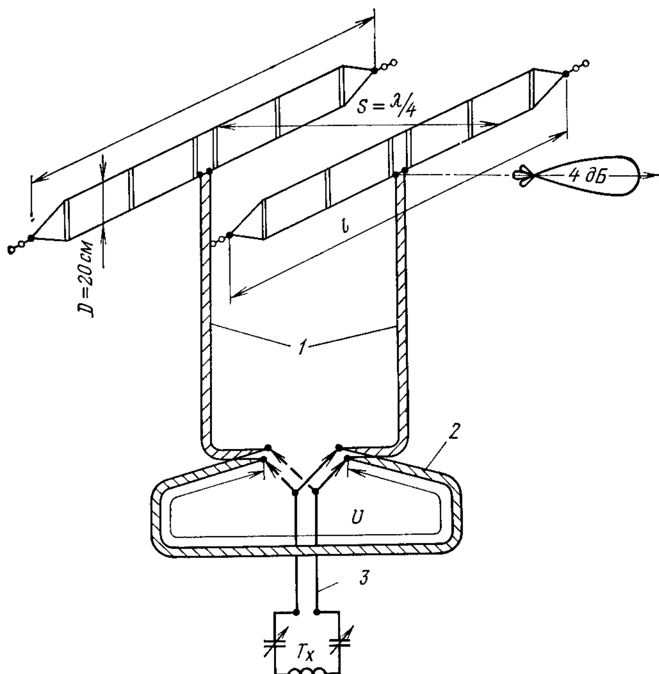


Рис 5 83 Антенна с переключением направления излучения·
1 — двухпроводная линия в ленточном диэлектрике; длина линии произвольна, но одинакова для каждого вибратора; 2 — линия фазирования длиной λ/4; 3 — двухпроводная линия произвольной длины с волновым сопротивлением 120 . . 140 Ом

переключателю, который соединяет одну вспомогательную линию с линией питания непосредственно, а другую — через систему, вносящую задержку по фазе на 90°. Основным элементом этой системы является четвертьволновый отрезок симметричной линии (обычно такой же, как и обе вспомогательные линии). Размеры элементов представлены в табл. 5.15. Усиление антенны составляет около 4 дБ. Ослабление заднего излучения равно ≈20 дБ. Переключатель ан-

ТАБЛИЦА 5.15

Размеры антенны с переключением направления излучения (к рис. 5.83)

f, МГц	l, м	S, м	U, м
7	20,57	10,64	8,72
14	10,30	5,32	4,36
21	6,85	3,54	2,90
28	5,09	2,65	2,17

тенны соединен с линией питания с волновым сопротивлением $Z_0 = 120 \ldots 150$ Ом. Данная антенна может работать только в одном диапазоне.

5.5. Дипольные антенны типа «волновой канал»

Вероятность установления устойчивой связи на протяженных трассах в первую очередь зависит от действующей излученной мощности $P_{\text{действ}}$, а следовательно, от усиления антенны. В условиях сильных мешающих сторонних воздействий этот параметр зависит также от уровня бокового и заднего излучения приемной антенны. Одновременно обеспечить большое усиление и малый уровень бокового и заднего излучения можно благодаря использованию антенн с остронаправленным излучением. Целесообразно использовать антенну, у которой можно изменять ориентацию главного излучения, хотя это обычно связано с определенными трудностями конструктивного характера, приводящими к удорожанию антенны.

Существует несколько основных разработок поворотных антенн типа «волновой канал», которые в большом количестве производятся промышленностью. Антенны этого типа обычно обладают большой протяженностью и требуют прочных механических конструкций, которые должны быть тщательно выполнены. Практика эксплуатации этих антенн свидетельствует, что большинство из них не выдерживает даже годового периода эксплуатации, особенно в условиях сильных ветров и оледенения. Поиски наилучших решений продолжаются до сих пор. Все множество вариантов антенн, разнящихся между собой электрическими параметрами, можно свести к трем основным системам: коллинеарной, параллельной и смешанной.

Система из двух диполей. Антенна Уда — Яги. Простейшим примером такой системы является антенна, состоящая из набора полуволновых диполей, расположенных в одной плоскости. Антенну такого типа описал в 1926 г. С. Уда (Япония) и популяризировал его коллега Х. Яги. Поэтому ее и называют антенной Уда — Яги или антенной Яги.

В диполе, находящемся в электромагнитном поле, индуцируется ток, амплитуда которого зависит от электрической длины диполя. Часть энергии, излученной одним диполем и перехваченной другим диполем, не имеющим потерь, вновь переизлучается. Таким образом, результирующее поле состоит из поля прямого излучения и поля переизлучения.

Если диполь нагружен на сопротивление R_0, равное сопротивлению излучения, то половина энергии передается в нагрузку, а половина излучается. Такой диполь называют вибратором. Любой диполь имеет собственное сопротивление потерь. Поэтому мощность, как передаваемая в нагрузку, так и переизлучаемая, меньше половины мощности, перехваченной диполем.

Основные принципы построения пассивных элементов целесообразно рассмотреть с позиции приема электромагнитной волны. Предположим, что электромагнитная волна, возбужденная отдаленным источником (рис. 5.84), достигает сначала пассивного диполя

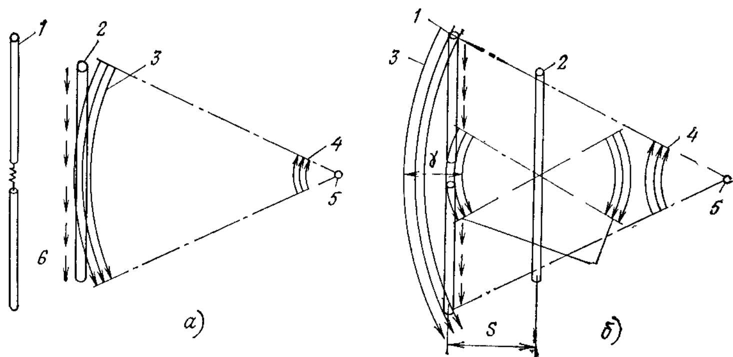


Рис. 5.84. Схема возбуждения тока на пассивном элементе (директоре) и активном элементе (вибраторе):

1 — вибратор, 2 — пассивный диполь; 3 — первый импульс радиоволны; 4 — второй импульс радиоволны; 5 — источник излучения; 6 — ток, наведенный в пассивном элементе первым импульсом радиоволны; 7 — переизлученный пассивным элементом первый импульс радиоволны

и индуцирует в нем ток. Волна, вызвавшая появление тока в пассивном диполе, распространяется дальше и, достигнув вибратора, также наводит в нем ток. Ток, наведенный в вибраторе, будет протекать через сопротивление нагрузки. Ток, который протекает в пассивном элементе, создает собственное поле, называемое вторичным (рис. 5.84*б*). Вторичное поле распространяется точно так же, как поле излучения обычного диполя. Это поле также достигает вибратора, размещенного на расстоянии S от пассивного элемента, и так же, как и первичное поле, наводит в нем ток.

Если оба поля приходят к вибратору в фазе, то наведенные ими токи складываются алгебраически, что эквивалентно увеличению усиления принятого сигнала.

Если вторичное поле имеет сдвиг по фазе на угол φ относительно первичного поля, то и токи, наведенные этими полями, также будут иметь между собой фазовый сдвиг φ. Следовательно, оба тока складываются геометрически. В этом случае усиление будет меньше, чем в случае, когда фазы токов совпадали между собой.

Таким образом, усиление зависит от фазовых соотношений между токами, которые, в свою очередь, определяются как длиной элементов, так и их взаимным расположением. Чем ближе к вибратору находится пассивный элемент, тем сильнее его влияние на результирующее поле и наведенный в вибраторе ток. Однако существует граничное расстояние, при переходе через которое сближение пас-

сивного элемента и вибратора приводит к падению усиления, что иллюстрируется графиком на рис. 5.85. Из этого графика следует, что дополнительное усиление антенны, состоящей из вибратора и пассивного элемента, длина которого подобрана так, чтобы первичное и вторичное поля совпадали по фазе, зависит от расстояния между элементами. Теоретически дополнительное усиление может достигать 6 дБ, но из-за наличия потерь практически удается получить несколько меньший выигрыш в усилении.

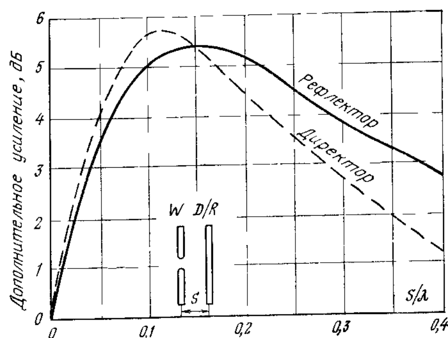


Рис. 5.85 Зависимость дополнительного усиления, обусловленного наличием пассивного элемента, от расстояния S/λ между пассивным элементом и вибратором

В рассмотренном случае дополнительное усиление антенны было получено за счет размещения пассивного элемента, называемого директором, перед вибратором относительно источника излучения. Если же теперь пассивный элемент (директор) будет находиться за вибратором, то результирующее поле в месте расположения вибратора уменьшится, что эквивалентно падению усиления антенны. Диаграммы, приведенные на рис. 2.52, иллюстрируют однонаправленность характеристики излучения такой антенной системы. Эффективность подавления излучения в обратном направлении характеризуется параметром F/B.

Теперь рассмотрим возможность повышения усиления антенны при расположении пассивного элемента (рефлектора) за вибратором относительно источника излучения (рис. 5.86*а* и *б*). Электромагнитная волна после прохождения «через» вибратор достигает рефлектора и наводит в нем ток. Этот ток наводит вторичное поле. Если определенным образом подобрать длину рефлектора, то можно до-

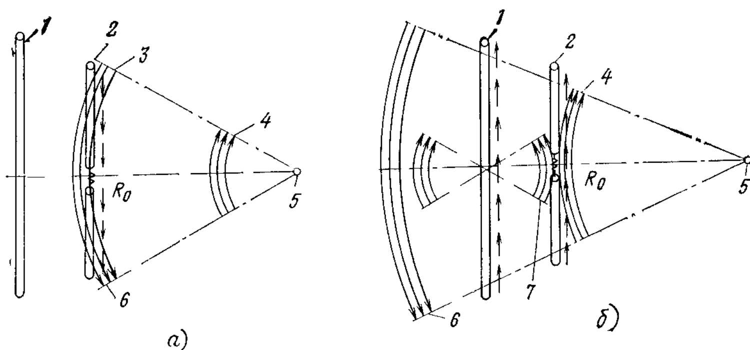


Рис. 5.86 Схема возбуждения тока на пассивном элементе (рефлекторе) и активном элементе (вибраторе):

1 — рефлектор, *2* — вибратор, *3* — наведенный ток, *4* — второй импульс радиоволны; *5* — источник излучения; *6* — первый импульс радиоволны; *7* — переизлученный рефлектором первый импульс радиоволны

биться совпадения фаз токов, наведенных в вибраторе как прямой, так и вторичной волнами. Отметим, что в данном случае в направлении от вибратора к рефлектору оба поля будут взаимно компенсировать друг друга.

Так как длина директора несколько меньше половины длины волны, то его можно рассматривать как емкостный контур, в котором ток опережает напряжение. Рефлектор же несколько длиннее половины длины волны и поэтому его можно рассматривать как индуктивный контур, в котором ток отстает от напряжения.

Необходимо иметь в виду, что приближение пассивного элемента к активному изменяет сопротивление излучения последнего $R_{изл}$ и, следовательно, его входное сопротивление R_A. Влияние сближения диполей на входное сопротивление показано на рис. 5.87. Отметим, что приведенные данные соответствуют оптимальной длине пассивного элемента. Одновременное использование двух пассивных элементов — и директора, и рефлектора — в еще большей степени скажется на изменении входного сопротивления вибратора.

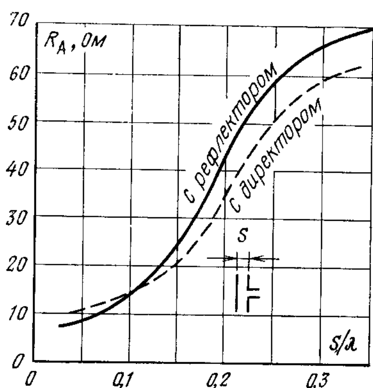


Рис. 5.87. Зависимость входного сопротивления вибратора R_A от расстояния S/λ до пассивного элемента

Сопротивление потерь вибратора $R_{пот}$, который выполнен в виде тонкого провода, в диапазоне достаточно длинных волн (более 40 м) может составлять несколько ом, что уже сравнимо с сопротивлением $R_{изл}$. Так, например, при $S=0,1\lambda$ $R_{изл}$ составляет примерно 14 Ом. Поэтому КПД такой антенны не очень велик. Для его повышения следует использовать провода с большим сечением. Для диапазонов 20; 15 и 10 м с этой целью с успехом используют алюминиевые трубки диаметром 20..50 мм. Диполи, выполненные из таких трубок, можно крепить к несущим конструкциям в их центре, что позволяет избежать применения концевых изоляторов, которые приводят к дополнительным потерям и должны сохранять работоспособность при достаточно высоком уровне напряжения на сравнительно высоких частотах.

Взаимное влияние элементов приводит к изменению не только сопротивления излучения, но и резонансной частоты.

Если вибратор, длина которого выбрана так, чтобы он находился в резонансе, приблизить к директору, длина которого несколько меньше $\lambda/2$, то получим эффект укорочения вибратора. В этом случае, чтобы восстановить резонанс, следует несколько удлинить вибратор. Противоположный эффект наблюдается при приближении к вибратору рефлектора, длина которого превышает $\lambda/2$. В этом случае для получения резонанса следует несколько укоротить вибратор.

Влияние изменения расстояния между элементами на усиление антенны, ее характеристики направленности и сопротивление излучения рассмотрим на относительно простом примере, когда пассивный элемент имеет ту же длину, что и вибратор. Выводы, вытекающие

из данного рассмотрения, пригодны и для анализа более сложной антенны.

На рис. 5.88*а* приведены графики изменения дополнительного усиления по направлениям *А* и *В* при изменении расстояния между активным и пассивным элементами. Эти данные приведены для случая, когда длины обоих элементов одинаковы, а сами элементы не имеют потерь. Из графика, соответствующего направлению *А*, видно, что наибольшее усиление достигается, когда расстояние между вибратором и директором $S=0{,}1\lambda$. Дополнительный выигрыш в усилении составляет около 5,8 дБ. При увеличении расстояния между вибратором и директором дополнительное усиление падает, а потом становится отрицательным, что свидетельствует об уменьшении усиления антенны по сравнению с усилением одиночного вибратора.

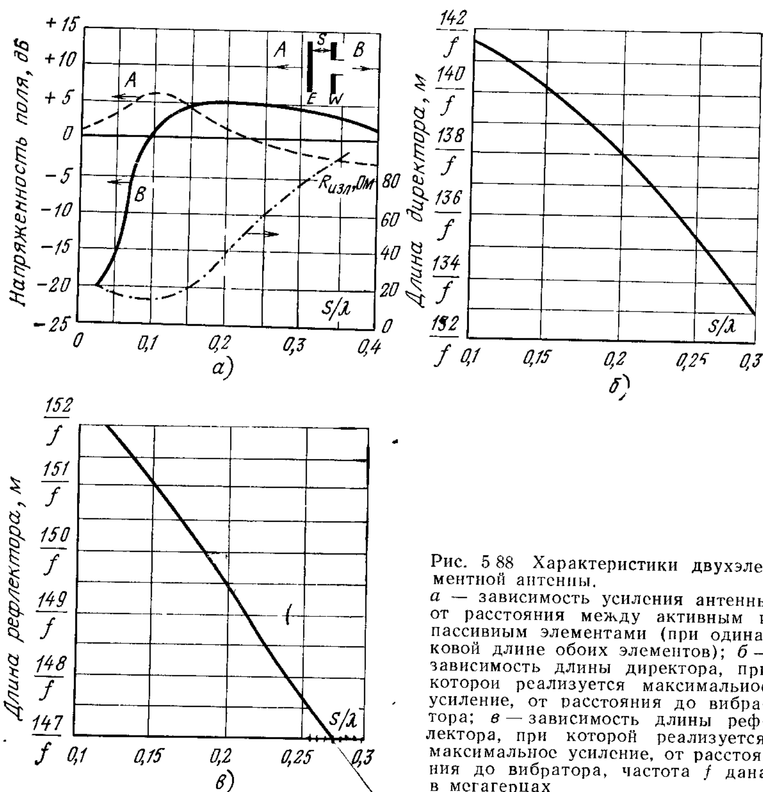


Рис. 5.88. Характеристики двухэлементной антенны.
а — зависимость усиления антенны от расстояния между активным и пассивным элементами (при одинаковой длине обоих элементов); *б* — зависимость длины директора, при которой реализуется максимальное усиление, от расстояния до вибратора; *в* — зависимость длины рефлектора, при которой реализуется максимальное усиление, от расстояния до вибратора, частота *f* дана в мегагерцах

Если пассивный элемент рассматривать как рефлектор (направление *В*), то при малых расстояниях между элементами ($S<0{,}1\lambda$) дополнительное усиление падает, при больших расстояниях ($S>0{,}1\lambda$) увеличивается. Чтобы избежать падения усиления при больших значениях расстояния *S*, необходимо пассивный элемент, выступающий в роли директора, несколько укоротить, а пассивный элемент, выступающий в роли рефлектора, удлинить.

Отметим, что увеличение расстояния S между элементами антенны приводит к росту сопротивления излучения $R_{изл}$, что, в свою очередь, обусловливает рост КПД антенны.

Необходимую длину директора и рефлектора при заданном расстоянии между данным пассивным элементом и вибратором можно определить, пользуясь графиками, приведенными на рис. 5.88*б* и *в*. Эти графики соответствуют двухэлементной антенне, реализующей наибольшее усиление.

Отметим, что длины пассивных элементов можно выбирать с позиций оптимизации по другим параметрам антенны, например с целью получения максимального отношения F/B, требуемого усиления в основном и противоположном направлениях или достижения большей широкополосности антенны. Как правило, конструируют антенну, в которой достигается компромисс между этими достаточно противоречивыми требованиями.

Из графиков на рис. 5.88*а* следует, что при расстоянии $S=0{,}14\lambda$ и одинаковой длине вибратора и пассивного элемента антенна является двунаправленной, но имеет повышенное значение усиления (около 4 дБ). Уменьшая расстояние S до $0{,}1\lambda$, получаем в одном направлении (A) выигрыш в усилении, а отношение F/B в этом случае составляет 5 дБ. При дальнейшем уменьшении расстояния S до $0{,}05\lambda$ усиление в направлении A уменьшается и составляет только 2 дБ, зато существенно падает усиление антенны в направлении B. В этом случае отношение $F/B=$ $=19$ дБ.

На практике двухэлементной антенне расстояние S обычно выбирается равным $0{,}1\lambda$, а длину пассивного элемента подбирают так, чтобы максимально подавить прием антенны с заднего направления. Отметим, что КПД такой антенны в значительной степени определяется толщиной используемых диполей.

Если же отношение F/B не является самым важным параметром разрабатываемой антенны, то расстояние S выбирают в пределах $0{,}15\ldots0{,}25\lambda$. Максимизация усиления антенны в этом случае достигается подбором длины пассивного элемента. Такой подход к выбору параметров антенны продиктован следующими соображениями: при достаточно большом расстоянии между активным и пассивным элементами входное сопротивление антенны достаточно велико, что приводит к росту КПД разрабатываемой антенны. Надо иметь в виду, что увеличение расстояния между элементами антенны приводит к увеличению ее габаритных размеров. Так, например, для диапазона 40 м, для которого длина элементов составляет около 20 м, расстояние S, при котором реализуется максимальное значение КПД, равно 10 м, тогда как расстояние S, которое соответствует отношению $F/B=19$ дБ, равняется лишь 2 м. Поэтому изготовить антенну с большим отношением F/B легче, чем антенну с меньшими потерями. Следует еще отметить, что подбор длины пассивного элемента для регулировки отношения F/B очень легко осуществляется на практике, так как зависимость отношения F/B от длины пассивного элемента имеет ярко выраженный резонансный характер.

Схема двухэлементной антенны, выполненной в виде вибратора и директора, дает несколько лучшие результаты, чем схема антенны с пассивным элементом в виде рефлектора. Поэтому на практике первая из схем получила большее распространение Настройка директора на максимум усиления позволяет получить в этой антенне усиление около 5 дБ по сравнению с полуволновым диполем, а отношение F/B составляет только 5,5 дБ. Незначительное укорочение

директора приводит к незначительному падению усиления (до 4 дБ), а отношение F/B увеличивается до 17 дБ. В этой антенне подбором расстояния S можно получить или максимальное значение усиления, или максимальное отношение F/B (рис. 5.89).

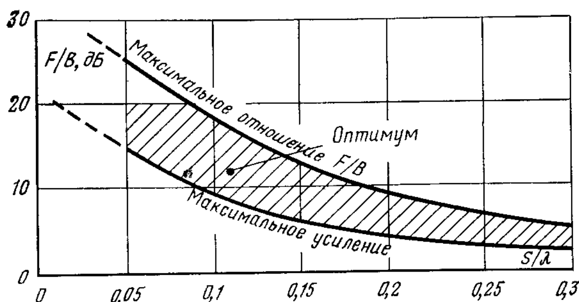


Рис 5 89 Зависимость отношения F/B от расстояния директор — вибратор для двух видов настройки директора

Диаграмма направленности двухэлементной антенны достаточно существенно зависит от расстояния S и длины пассивного элемента, что иллюстрируется графиками, приведенными на рис. 5.90. Эти диаграммы сняты радиолюбителем с позывными W3GAU как для горизонтальной, так и для вертикальной плоскостей. В частности, из приведенных диаграмм (рис. 5 90*а*) видно, что при увеличении

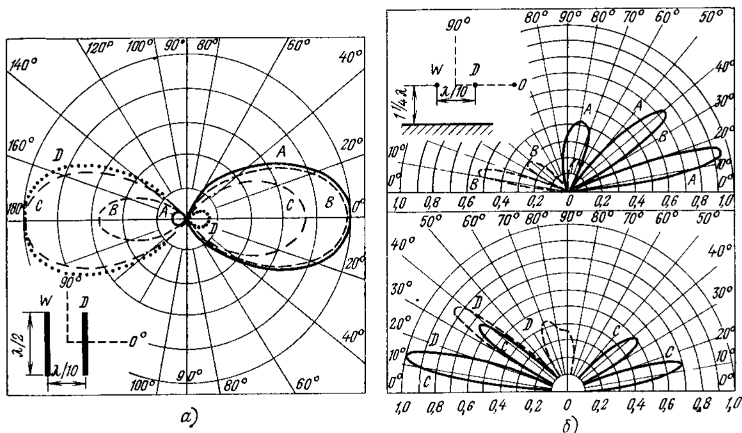


Рис 5 90 Диаграммы направленности на высоте 1,25λ над поверхностью земли

А — директор, настроенный на максимальное значение усиления антенны *В* — резонансный директор, *С* — рефлектор, настроенный на максимальное значение усиления антенны, *D* — рефлектор, настроенный на максимальное значение отношения *F/B*,

а — диаграммы в плоскости конуса с углом места 12°, *б* — диаграммы в вертикальной плоскости, которая проходит через максимум пространственной диаграммы направленности

длины пассивного элемента направление максимального излучения антенны может измениться на противоположное (кривые A и D).

Широкополосность антенн типа Уда — Яги может быть рассмотрена с самых различных позиций, например с точки зрения:

полосы частот, в которой усиление будет больше некоторого условного уровня;

полосы частот, в которой отношение F/B будет не ниже некоторого заданного уровня;

полосы частот, в которой коэффициент стоячей волны в питающем тракте будет не больше заданного значения.

Последний критерий достаточно часто используют при определении широкополосности антенны. График изменения входного сопротивления при изменении частоты для некоторой антенны приведен на рис. 5.91. Надо сказать, что широкополосность антенны, задаваемая уровнем коэффициента стоячей волны, зависит от добротности антенны Q. Добротность антенны, у которой расстояние между элементами мало, велика, и поэтому ширина рабочей полосы, в которой уровень коэффициента стоячей волны сравнительно невысок, весьма мала. Так, например, для двухэлементной антенны, расстояние между элементами которой $S=0{,}075\lambda$, ширина рабочей полосы на уровне $K_{стU}<3$ составляет только 3%. Отметим, что в данном случае во всем диапазоне отношение F/B не хуже, чем 10 дБ. При увеличении расстояния S до $0{,}25\lambda$ добротность антенны уменьшается, ширина полосы увеличивается, а отношение F/B уменьшается (см. рис. 5.89).

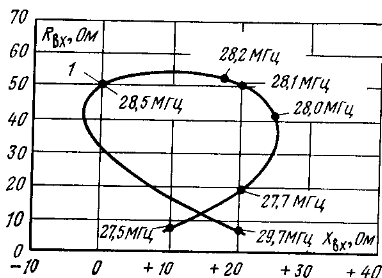


Рис. 5.91. Зависимость входного сопротивления двухэлементной антенны от частоты (вибратор и директор имеют одинаковые длины):
1 — резонансная частота вибратора и директора

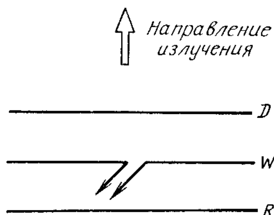


Рис 5.92 Трехэлементная антенна Уда—Яги:
D — директор, W — вибратор, R — рефлектор

Двухэлементная антенна с пассивным элементом в виде рефлектора обладает несколько иными свойствами. Наибольшее отношение $F/B=16$ дБ достигается при $S=0{,}2\lambda$. Одновременно в данном случае входное сопротивление возрастает до 72 Ом, а добротность антенны Q равна 4,7. Эти данные относятся к антенне, элементы которой характеризуются отношением $l/d=300$. Уменьшая это отношение, например, за счет увеличения диаметра диполей, можно еще несколько снизить добротность антенны и тем самым увеличить ее широкополосность.

Трехэлементная антенна. Трехэлементная антенна состоит из вибратора и двух пассивных элементов (рис. 5.92). Теория и прак-

тика показали, что наиболее выгодной оказывается антенна, у которой один пассивный элемент является рефлектором, а другой — директором. Характеристики трехэлементной антенны еще более сложным образом зависят от геометрических размеров антенны, в частности от размеров диполей и расстояния между ними. Это обстоятельство в определенной мере объясняет многообразие вариантов трехэлементной антенны, встречаемых на практике. Некоторые антенны конструируются на максимальное отношение F/B, другие — на максимальное усиление, третьи — на максимальную широкополосность, четвертые — на входное сопротивление 50 или 75 Ом и т. д.

Теоретически трехэлементная антенна, содержащая рефлектор — вибратор — директор (условное обозначение $R—W—D$), должна иметь усиление около 7 дБ. Измерения показали, что наибольшее усиление антенны достигается, если разместить рефлектор на расстоянии 0,15 ... 0,25λ от вибратора (оптимальное расстояние, по-видимому, равно 0,2λ), а настройку антенны производить изменением расстояния между директором и вибратором, а также изменением длины директора.

Зависимость изменения усиления антенны от длины директора приведена на рис. 5.93. Эта зависимость соответствует равенству расстояний директор — вибратор и рефлектор — вибратор ($S=0,2\lambda$).

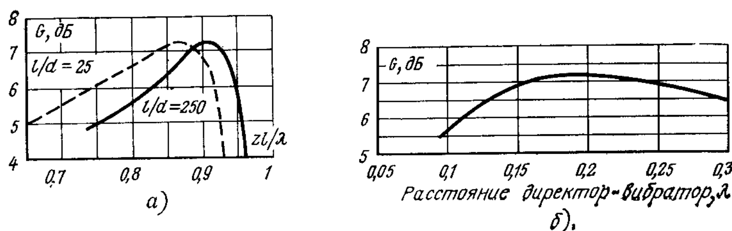


Рис. 5.93 Характеристики трехэлементной антенны Уда—Яги:
а — зависимость усиления антенны от длины директора для двух значений l/d ($D—W=W—R=0,2\lambda$); *б* — зависимость усиления антенны от расстояния $D—W$ (при постоянном расстоянии $R—W=0,2\lambda$)

На рисунке приведены две кривые, соответствующие различным значениям отношения l/d. Из графиков видно, что если директор изготовлен из более толстой трубки, то он менее критичен в настройке. Кроме того, из графиков следует, что директор, изготовленный из менее толстой трубки, имеет то же значение усиления при несколько большей длине элемента.

График, приведенный на рис. 5.93*б*, свидетельствует о том, что изменение расстояния от директора до вибратора (при постоянном расстоянии рефлектор — вибратор $S=0,2\lambda$) сравнительно слабо сказывается на усилении антенны.

Ранее было сказано, что изменение расстояния сильно влияет на входное сопротивление антенны. Поэтому, когда позволяет конструкция, нужно стремиться к большему расстоянию между рефлектором и директором (до 0,45λ). Если это требование выполнить затруднительно, длину антенны выбирают в пределах 0,25 ... 0,30λ.

Из анализа характеристик следует, что выгоднее использовать рефлектор несколько длиннее оптимального значения, а директор —

несколько короче. Такая антенна ценой очень незначительного уменьшения усиления приобретает свойство широкополосности.

Входное сопротивление трехэлементной антенны может меняться в очень широком диапазоне. Оно зависит как от расстояния между пассивными элементами, так и от их длины. Существуют общие принципы решения проблемы оптимизации входного сопротивления антенны и определения требуемых параметров пассивных элементов. Теория и практика выявили ряд закономерностей, облегчающих решение этой задачи. Перейдем к рассмотрению этих закономерностей.

Для антенны неизменной длины настройка на максимум усиления соответствует минимуму сопротивления. При изменении частоты входное сопротивление антенны, настроенной на максимум усиления на определенной частоте, увеличивается. Уменьшение длины антенны приводит к уменьшению ее входного сопротивления.

Заслуживает упоминания мало известная зависимость, согласно которой при сближении директора и вибратора и одновременном удалении рефлектора входное сопротивление антенны возрастает. Из графиков рис. 5.94*а* следует, что большое входное сопротивление

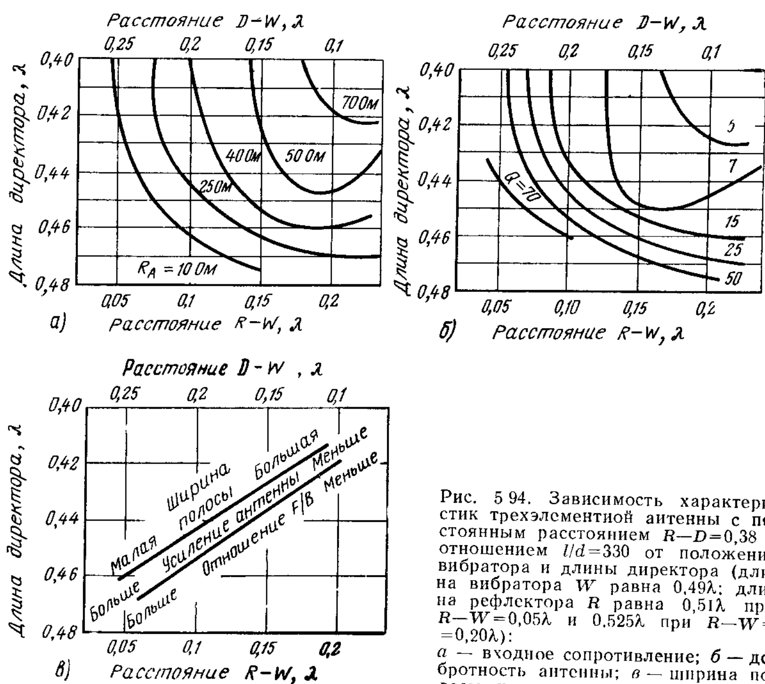


Рис. 5.94. Зависимость характеристик трехэлементной антенны с постоянным расстоянием $R-D=0{,}38$ и отношением $l/d=330$ от положения вибратора и длины директора (длина вибратора W равна $0{,}49\lambda$; длина рефлектора R равна $0{,}51\lambda$ при $R-W=0{,}05\lambda$ и $0{,}525\lambda$ при $R-W=0{,}20\lambda$):

а — входное сопротивление; *б* — добротность антенны; *в* — ширина полосы, усиление и отношение

достигается соответствующим подбором длины директора. Отметим, что при изменении частоты электрическая длина элементов меняется и поэтому нарушаются условия согласования.

Некоторые исследователи обратили внимание на тот факт, что небольшое изменение длины рефлектора, среднее значение которой соответствует наибольшему значению *F*/*B*, приводит к небольшому

изменению входного сопротивления вибратора. Для рассматриваемого случая (рис. 5.94) длина рефлектора меняется от 0,51λ (при малых расстояниях $R—W$) до 0,525λ (при больших расстояниях $R—W$). При этом длина рефлектора выбирается из условия получения максимального отношения F/B для каждого значения расстояния от рефлектора и вибратора. Отметим, что в рассматриваемой ситуации расстояние $R—D$—величина постоянная и равная 0,3λ.

Короткая антенна, например антенна, для которой $R—D=0,1\lambda$, обладает большим отношением F/B, малым входным сопротивлением, малой широкополосностью.

Длинная антенна, т. е. антенна, для $R—D\geqslant0,4\lambda$, обладает меньшим отношением F/B, несколько меньшим усилением, большим входным сопротивлением и значительной широкополосностью (рис. 5.95).

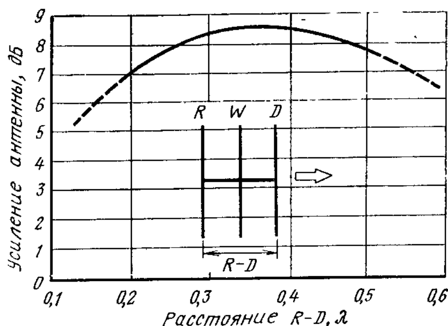


Рис. 5.95. Зависимость максимального достигаемого усиления трехэлементной антенны от ее длины

Как следует из приведенных графиков, оптимальное значение $R—D=0,35\lambda$. Небольшие отклонения этой длины от указанного значения не приводят к сильным изменениям усиления антенны.

Диаграммы направленности двух- и трехэлементной антенн имеют главные и боковые лепестки. Ориентация лепестков диаграммы направленности в большой степени зависит от высоты подвеса ан-

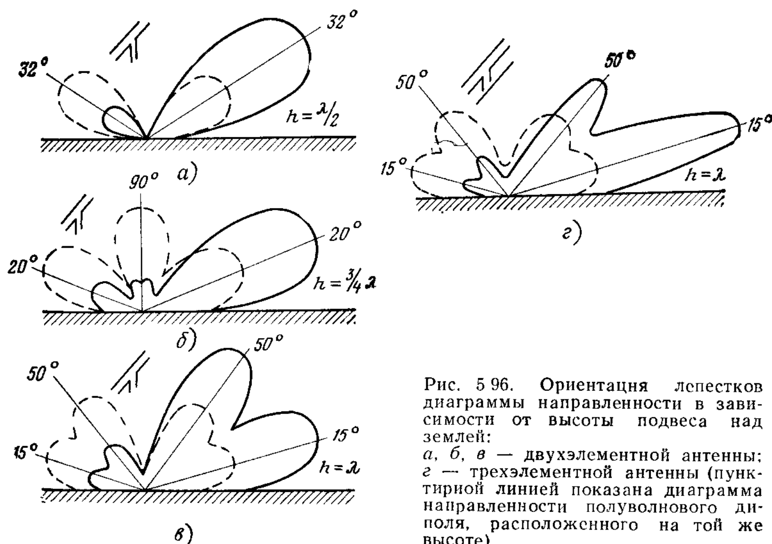


Рис. 5.96. Ориентация лепестков диаграммы направленности в зависимости от высоты подвеса над землей:

а, б, в — двухэлементной антенны; *г* — трехэлементной антенны (пунктирной линией показана диаграмма направленности полуволнового диполя, расположенного на той же высоте)

тенны над землей (рис. 5.96). Чем больше усиление антенны, тем у́же основной лепесток диаграммы и тем ниже уровень заднего лепестка. Например, при достижении отношения $F/B = 14$ дБ уровень заднего лепестка в 5 раз ниже уровня главного лепестка диаграммы.

Изменение высоты подвеса антенны над землей приводит к изменению сопротивления излучения, однако этот эффект при увеличении усиления антенны проявляется в меньшей степени. Иллюстрацией к сказанному являются графики на рис. 5.97.

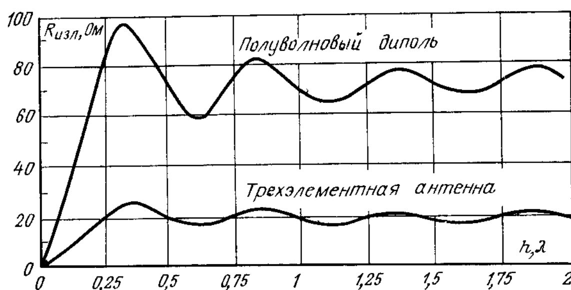


Рис. 5.97. Зависимость сопротивления излучения трехэлементной антенны и полуволнового диполя от высоты подвеса над землей

Основные размеры трехэлементной антенны можно определить, пользуясь графиками, приведенными на рис. 5.98, которые справедливы для отношения $l/d = 300$. Отметим, что после изготовления ан-

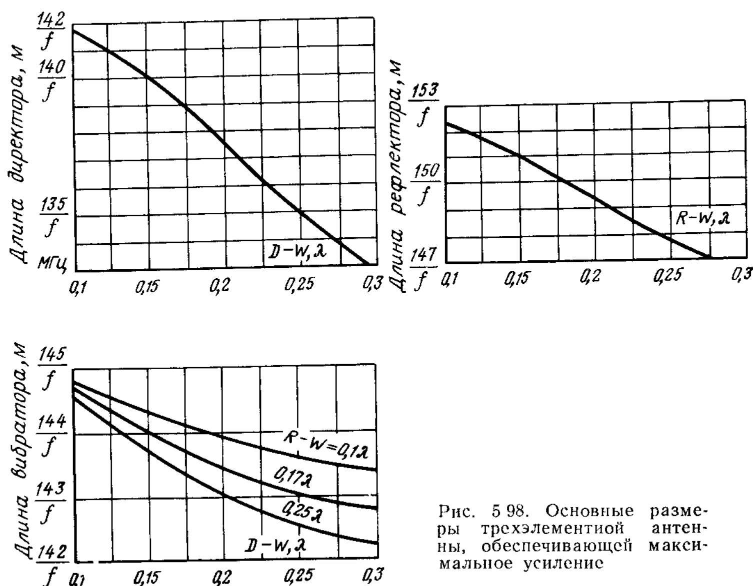


Рис. 5.98. Основные размеры трехэлементной антенны, обеспечивающей максимальное усиление

тенны необходимо ввести незначительные поправки в ее размеры, что обусловлено или иным значением реализованного отношения F/B, или влиянием несущих конструкций антенны. Рекомендуем при конструировании и настройке антенны пользоваться следующим правилом: собственные резонансные частоты пассивных элементов антенны (рефлектора и директора) не должны лежать в рабочей полосе частот.

Примеры конструктивных решений антенны. Ранее были представлены основные принципы проектирования антенны Уда—Яги для любого частотного диапазона. При проектировании антенны следует использовать средние частоты диапазонов: 3,65; 7,05; 14,15; 21,20; 28,60 МГц. В антеннах, работающих на граничных частотах диапазонов, в особенности в диапазонах 3,5 и 28 МГц, как правило, наблюдается большое значение коэффициента стоячей волны. Как было показано в § 2.2, это обстоятельство не является серьезным препятствием для процесса излучения, однако согласования в этом случае, естественно, добиться бывает достаточно трудно.

Обратим внимание на то, что указанные размеры антенн являются лишь ориентировочными, требующими уточнения при настройке уже изготовленной антенны. Дело в том, что при проектировании, как это уже неоднократно отмечалось, весьма трудно учесть влияние земли и окружающих антенну предметов (в том числе и элементов конструкции) на электрические параметры антенны.

Антенны, предназначенные для диапазонов 3,5 и 7,0 МГц, имеют большие габаритные размеры, что, в свою очередь, создает практически непреодолимые трудности при реализации механического вращения полотна антенны. Меньшие, хотя по-прежнему существенные трудности встречаются при решении этой проблемы в диапазонах 14 и 21 МГц.

В связи с изложеным становится очевидной важность разработок, направленных на уменьшение габаритных размеров антенн. Выделим два направления: 1) разработка схем антенн с малыми физическими размерами диполей, электрическое удлинение которых достигается включением сосредоточенных индуктивностей; 2) разработка схем антенн, имеющих малые габаритные размеры, что достигается изменением конфигурации плеч диполей. Оба этих способа были достаточно полно рассмотрены в § 5.2, где и рекомендуем искать необходимую информацию.

Еще раз подчеркнем (и это обстоятельство надо иметь в виду при конструировании), что любое уменьшение физических размеров излучающих элементов приводит к уменьшению эффективности поверхности раскрыва, КПД и усиления.

Укорочения плеч вибраторов можно достигнуть путем применения конструктивных элементов, увеличивающих концевую емкость. В этом случае не происходит существенного перераспределения тока вблизи пучности, что приводит к меньшим деформациям диаграммы направленности антенны при изменении частоты, чем в схеме со встроенными катушками индуктивности, расположенными вблизи пучности тока.

Следует отметить, что любое укорочение плеч вибраторных антенн приводит к сужению рабочего диапазона частот, причем как диапазон частот, так и сопротивление излучения антенны изменяются в K^2 раз, где K — коэффициент укорочения, т. е. отношение физической длины $l_ф$ диполя к его электрической длине $l_э$, т. е. $K=l_ф/l_э$. И наконец, следует помнить, что при использовании антенн, укороченных за счет индуктивностей, встроенных в плечи вибратора,

ТАБЛИЦА 516

Размеры двух- и трехэлементных антенн

Частота, МГц	7,05		14,15		21,20		28,6	28,2	29,0
Число элементов	2	3	2	3	2	3	2	3	3
Длина вибратора W, м	20,53	20,42	10,24	10,19	6,83	6,78	5,02	5,11	4,97
Длина директора D, м	19,37	19,25	9,66	9,58	6.43	6,40	4,63	4,81	4,68
Длина рефлектора R, м	—	21,65	—	10,79	—	7,20	—	5,41	5,25
Расстояние $D—W=R—W$, м	5,18	6,05	2,59	3,01	1,70	1,98	1,31	1,51	1,47
Диаметр d, мм	50	50	40	40	25	25	25	25	

следует ожидать возрастания потерь и, как следствие, снижения КПД.

Перейдем непосредственно к конструктивным решениям антенны Уда — Яги. Основные параметры двух- и трехэлементной антенн сведены в табл. 5.16. Для двухэлементной антенны вибратор — директор (W—D) приняты следующие размеры: длина вибратора $W=144,8/f$, длина директора $D=136,5/f$ и расстояние $D—W=36,6/f$. Для трехэлементных антенн рефлектор — вибратор — директор (R—W—D) приняты следующие размеры: $W=144/f$, $D=135,6/f$, $R=152,6/f$ и $R—W=D—W=42,6/f$.

В этих антеннах сопротивление излучения составляет около 20 Ом, ширина диапазона для $K_{стU}<2$ около 4%, усиление двухэлементной антенны W—D около 5,3 дБ, трехэлементной R—W—D $G=8,3$ дБ; отношение F/B в антенне W—D составляет 10 дБ, в антенне R—W—D—25 дБ.

На рис. 5.99 показаны примерное решение некоторых конструктивных узлов и способы монтажа мачты.

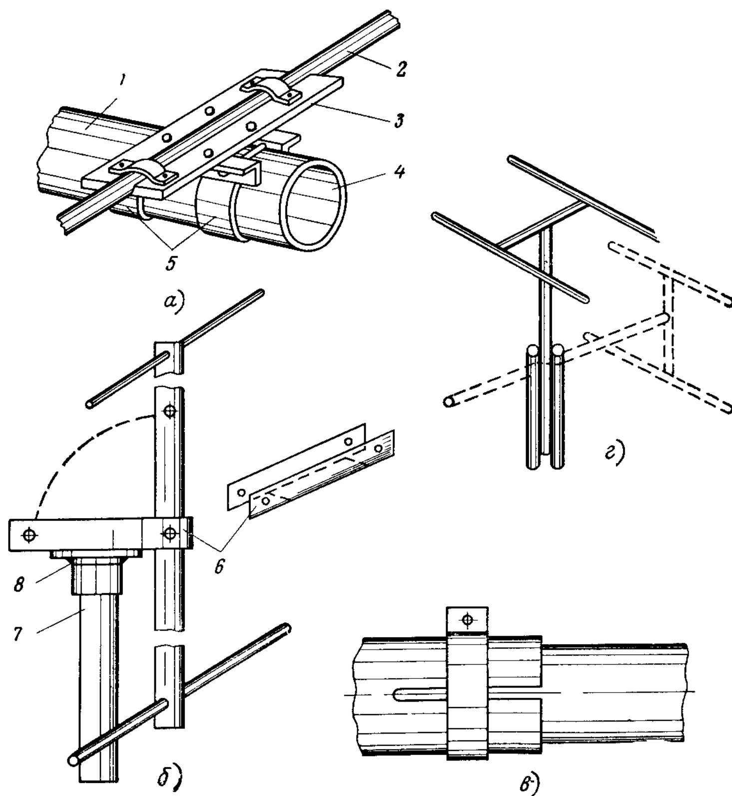


Рис. 5.99. Конструктивное решение основных узлов антенны.
1 — несущая конструкция; 2 — диполь; 3 — кронштейн; 4 — отверстие закрыть; 5 — обжимы, 6 — упор; 7 — мачта; 8 — приварить

l_W g_W e S_W S $Z_0 = 75$ Ом S_R e g_R l_R

а)

в)

l_R

III секция II секция I секция

S l_W

g_R g_W

б)

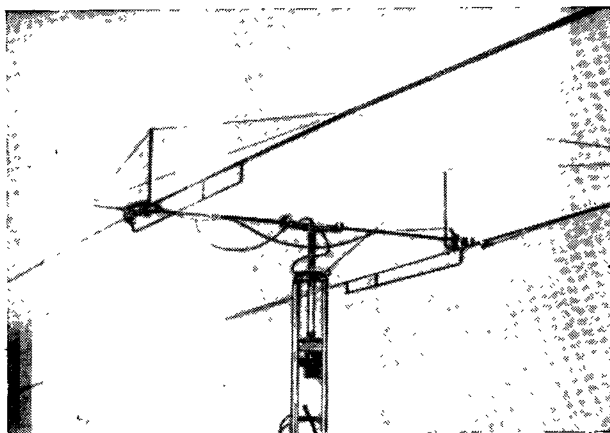


Рис. 5.100. Поворотная антенна HB9CV:
а — основные размеры антенны, приведенные в табл. 5.17; *б, в, г* — вариант антенны, выполненный радиолюбителем

Антенна HB9CV. Сразу скажем, что этот вариант антенны нашел более широкое применение по сравнению с классическим вариантом антенны Уда—Яги. Дело в том, что в антенне Уда — Яги условие максимального усиления антенны равносильно малому значению входиого сопротивления. Если пойти по пути увеличения расстояния между элементами антенны, что, естественно, приводит к уменьшению амплитуд токов в пассивных элементах и увеличению входного сопротивления аитенны, то в результате придем к снижению усиления антенны.

Иначе дело обстоит в антенне HB9CV (рис. 5.100). В этой аитенне возбуждаются оба элемента и поэтому ее входное сопротивление равно примерно 100 Ом.

Длина фазирующей линии определяется из соотношения $S_R + S_W = S + (0{,}1 \ldots 0{,}2)$ м, где S_R и S_W — длины соответствующих фазируемых участков.

Второе условие для выбора длнн фазирующих линий имеет вид $S_R - S_W = K\lambda\varphi/360°$, где K — коэффициент укорочения (обычно $K = 0{,}66$), λ — длина волны, φ — фазовый сдвиг. Обычно $\varphi = 225°$, и поэтому $S_R - S_W = 0{,}625K\lambda$, а при $K = 0{,}66$ получаем, что $S_R - S_W = 0{,}41\lambda$.

Фазирующая линия должна иметь волновое сопротивление $Z_\Phi = 150$ Ом. Вибратор имеет длину $l_W = 0{,}46\lambda$, а рефлектор длину $l_R = 0{,}5\lambda$. Основные размеры элементов антенны HB9CV при использовании диполей диаметром 22 мм и при выполнении гамма-трансформатора из провода диаметром 20 мм приведены в табл. 5.17.

ТАБЛИЦА 5.17

Размеры антенны HB9CV (к рис. 5.100)

Частота, МГц	l_W, см	l_R, см	e, см	g_W, см	g_R, см	S, см
14,15	968	1052	12	131	143	265
21,50	647	702	9	87	95	177
28,50	480	519	6	66	71	132

Вариант рассматриваемой схемы, предложенный радиолюбителем с позывными UW3BJ для диапазона 14 МГц, показан на рис. 5.100. Размеры трех секций, из которых выполнены элементы антенны, следующие:

1. $R = W = 3{,}5$ м, ⌀ 22/20 мм;
2. $R = W = 2{,}5$ м, ⌀ 20/18 мм;
3. $R = 2{,}0$ м; $W = 1{,}8$ м, ⌀ 18/16 мм.

Настройка антенны осуществляется путем изменения длины внешних секций рефлектора и вибратора. При настройке можно получить отношение $F/B = 40 \ldots 50$ дБ.

Антенна VK2AOU. Радиолюбитель с позывными VK2AOU проводил многочисленные исследования антенн, укороченных с помощью катушек индуктивности Целью этих исследований являлось нахождение такой схемы антенны, которая прн ограниченных габаритных размерах имела бы диаграммы направленностн, достаточно близкие к диаграммам полноразмерной антенны. Это достигалось путем подбора размеров элементов антенны, прнчем допускалось некоторое снижение КПД.

На рис. 5.101 приведена конструкция антенны, разработанной радиолюбнтелем с позывными VK2AOU. Усиление антенны составляет 5,8 дБ.

Габаритные размеры антенны таковы, что при ее полном повороте в горизонтальной плоскости описывается окружность радиусом 4,6 м, называемым радиусом поворота.

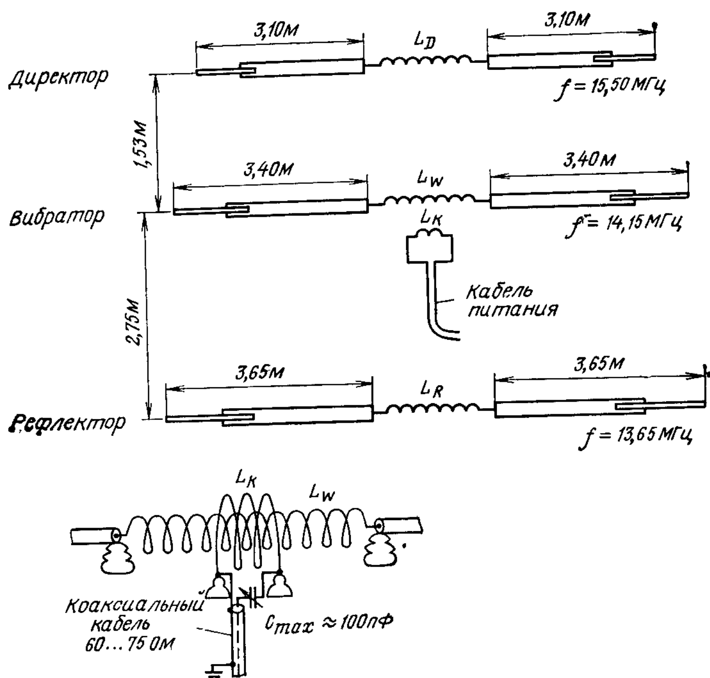


Рис. 5.101. Антенна VK2AOU

Первоначальную настройку антенны осуществляют на небольшой высоте над землей (1,5...2,0 м) изменением индуктивностей катушек (практически — раздвижением витков катушки). Резонансные частоты элементов антенны составляют: f_D = 15,2 МГц, f_W = = 13,9 МГц и f_R = 13,4 МГц. Дальнейшая настройка антенны осуществляется уже при расположении антенны на рабочей высоте над землей. В качестве критерия настройки обычно выбирают или коэффициент усиления или отношение *F/B*, а сама настройка сводится к получению максимального значения выбранного параметра.

В рассматриваемой антенне можно несколько уменьшить радиус поворота (до 3,5 м), уменьшая длину элементов и одновременно увеличивая индуктивность катушек. Как уже неоднократно отмечалось, такая модернизация влечет за собой некоторое снижение коэффициента полезного действия.

Известен также вариант замены сосредоточенных индуктивностей отрезками коаксиального кабеля надлежащей длины (для короткозамкнутого отрезка кабеля его длина меньше λ/4). Схема та-

кого варианта антенны, предназначенной для работы в диапазоне 7 МГц приведена на рис. 5.102.

Антенна HA5DR. Другим вариантом антенны HB9CV можно считать антенну с укороченными диполями, разработанную радиолюбителем с позывными HA5DR для диапазонов 14 и 21 МГц.

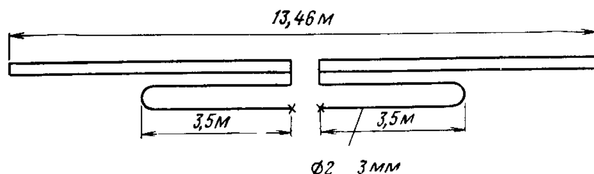


Рис. 5.102. Укорочение диполя, работающего в диапазоне 7 МГц с помощью отрезков симметричной линии

Основные размеры антенны и ее конструктивное решение приведены на рис. 5.103.

Для увеличения электрической длины вибраторов, имеющих укороченные физические размеры, служит двухпроводная симметричная

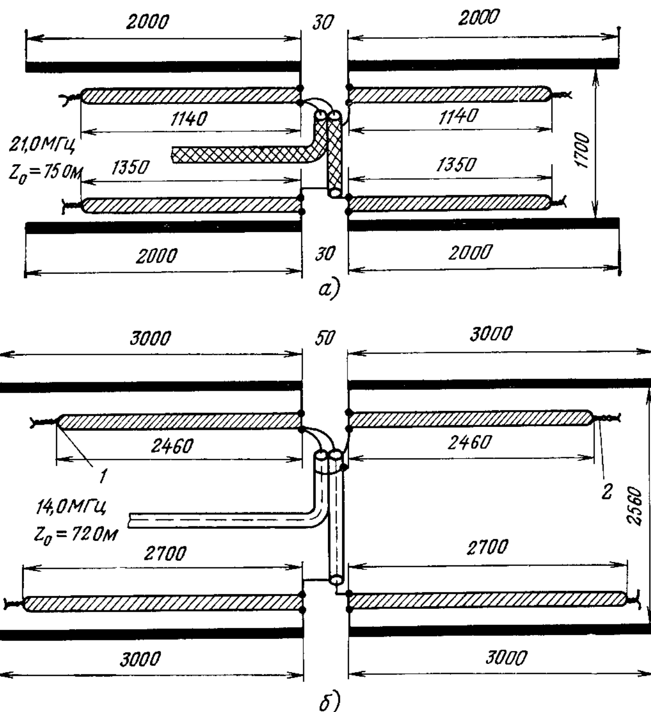


Рис. 5.103. Антенна HA5DR:

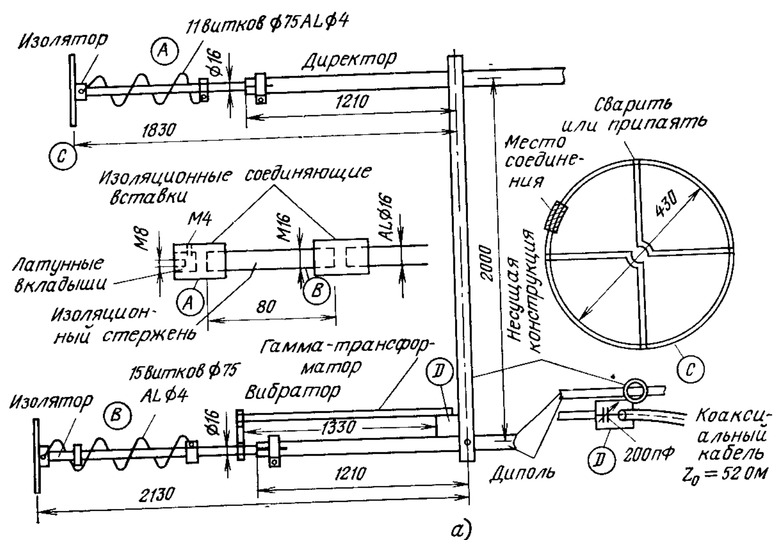
а — для диапазона 21 МГц; *б* — для диапазона 14 МГц; *1* — двухпроводная линия в ленточном диэлектрике с волновым сопротивлением 240 ... 300 Ом; *2* — место пайки

линия в ленточном диэлектрике. Собственно вибраторы выполняются из коаксиального кабеля, причем излучающими проводами в данном случае служат внешние экраны кабеля.

Вибраторы крепятся к четырем бамбуковым шестам. Длины шестов составляют: 2 м для диапазона 21 МГц и 3 м для диапазона 14 МГц. Под ними на расстоянии 10...15 см подвешиваются отрезки симметричной двухпроводной линии в ленточном диэлектрике. Линия фазирования, как и линия питания, выполнена с волновым сопротивлением 75 Ом.

Автор антенны считает, что данная антенна, реализующая отношение $F/B>25$ дБ, превосходит близкую по габаритным размерам полуволновую антенну.

Антенна W8HRF. Как уже неоднократно упоминалось, размещение катушек индуктивности в тех частях плеч вибраторов, ко-



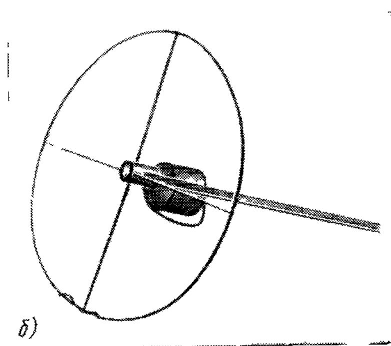


Рис. 5.104. Антенна W8HRF для диапазона 14 МГц:
а — конструкция и размеры; *б* — общий вид

торым соответствуют максимумы токов, приводит к большим потерям и, как следствие, к уменьшению усиления. Для того, чтобы как-то избежать этого, радиолюбитель с позывными W8HRF решил увеличить амплитуду тока на излучающей части диполей за счет введения дополнительных концевых емкостей. Такое разумное решение привело к тому, что падение усиления в антенне с укороченными диполями стало меньше. Радиолюбитель с позывными W8HRF положил этот принцип в основу схемы антенны, предназначенной для работы в диапазоне 14 МГц (рис. 5.104).

Габаритные размеры такой антенны меньше, чем у антенны HA5DR. Вибраторы имеют длину 2×2,13 м и отстоят друг от друга на расстоянии 2 м. Директор имеет длину 2×1,8 м. Элементы антенны выполнены из дюралюминиевых трубок диаметром 20/16 и длиной 2,45 м и закреплены непосредственно на несущей штанге. Внутри этих трубок размещены дополнительные трубки диаметром 16, выполненные также из дюралюминия. Длины этих трубок составляют 0,7 и 1,0 м соответственно для директора и вибратора. На концах трубок укреплены катушки индуктивности, один конец которых присоединен к трубке диаметром 16 мм, а второй — к емкости, нагружающей элементы антенны. Указанная емкость создается четырьмя отрезками проводов, расположенных по окружности. Питание антенны осуществляется коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50...75 Ом при использовании гамма-трансформатора.

Антенна W2EFY. Двухэлементная антенна может иметь меньше габаритные размеры, если концы дипольных элементов антенн деформировать путем изгиба. Одним из воплощений такого технического решения является конструкция антенны для диапазона 14 МГц, разработанная радиолюбителем с позывными W2EEY (рис. 5.105).

Центральная несущая плита имеет размеры 150×150×3. К ней крепятся четыре уголка размером 25×25, к которым, в свою очередь, крепятся четыре трубки диаметром 25 и длиной 3,6 м каждая. Между трубками и несущей крестовиной расположены изоляционные прокладки. Концы трубок соединены между собой через изоляторы проводом. Для настройки антенны используется подстроечный конденсатор емкостью около 250 пФ. Следует иметь в виду, что напряжение, на которое должен быть рассчитан конденсатор, при работе антенны в приемном режиме крайне мало. После настройки антенны желательно принять меры, чтобы воздействие внешних условий (снег, гололед и пр.) на емкость конденсатора было минимальным. Для этого его размещают в специальной герметичной коробке. При питании антенны с помощью коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 50...75 Ом дополнительно используют специальные симметрирующие устройства.

При настройке антенны, осуществляемой с помощью изменения емкости, подключенной к директору антенны, можно добиться или максимального усиления антенны (до 6 дБ), или максимального отношения *F*/*B*, достигающего 20 дБ.

Диаграмма направленности рассматриваемой антенны достаточно близка к диаграмме направленности двухэлементной антенны, имеющей фазовый сдвиг $\varphi=90°$ и расстояние между элементами, равное $\lambda/4$ (см. рис. 5.59).

Токи в загнутых плечах антенны создают компенсирующие друг друга поля и поэтому их взаимное расположение не является принципиальным. Надо только иметь в виду при конструировании, что

антенны, свободные концы которых не закреплены, не сохраняют работоспособность прн ветре, так как при этом возможны нежелательные электрические контакты.

Подбором размеров можно добиться работоспособности антенны в двух диапазонах волн: на частотах 21 и 28 МГц. Проводя мно-

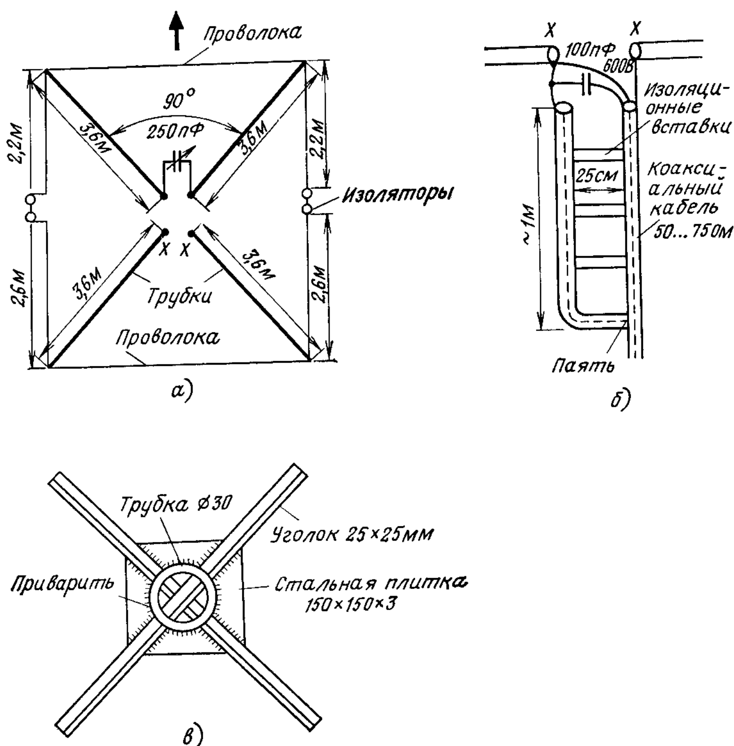


Рис 5 105 Антенна W2EEY для диапазона 14 МГц:
а — основные размеры, *б* — укороченное симметрирующее устройство; *в* — крестовина

гочисленные экспериментальные работы, радиолюбитель с позывными VK2ABQ получил новый вариант антенны, предназначенный для работы в одном диапазоне частот, с высокими значениями электрических параметров: усилением около 6 дБ и отношением $F/B=20$ дБ. По-видимому, этот радиолюбитель основное внимание уделял наиболее разумному размещению концевых частей диполей. Полученная им конфигурация антенны, внешне напоминающая бабочку, показана на рис. 5.106.

Настройку рефлектора в данной антенне можно проводить, используя короткую петлю, размещенную в середине. Питание антенны осуществляется с помощью коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 50...75 Ом. Целесообразно применение симметрирующего устройства.

Отметим, что замыкание концов антенны, превращает ее в петлевой диполь, имеющий двунаправленное излучение.

Антенна VK2ABQ. Этот вариант укороченной антенны с изгибом плеч диполей приведен на рис. 5.106*б*, *в*.

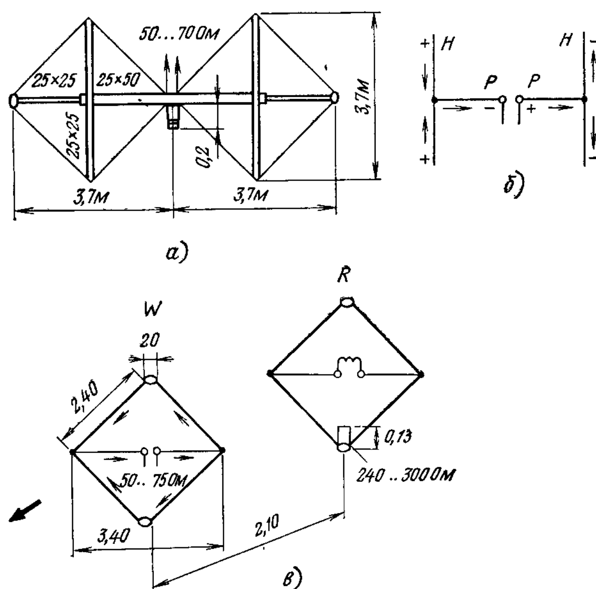


Рис. 5.106. Антенна VK2ABQ для диапазона 14 МГц:
а — укороченный диполь, конфигурация которого напоминает бабочку; *б* — распределение токов; *в* — вариант двухэлементной антенны

Физическое укорочение длины диполя *P—P* компенсируется установкой на его концах распределенных емкостей в виде отрезков проводов, перпендикулярных к проводу диполя. Полученная таким образом конфигурация элемента антенны близка к начертанию буквы Н. Увеличить концевую емкость диполей можно различным образом. Возможным техническим решением является сближение концов проводов, что собственно и предложил радиолюбитель с позывными VK2ABQ. Следует иметь в виду, что этот прием возможен только в том случае, когда потенциалы на концах сближаемых отрезков — различные (именно такова ситуация в анализируемой схеме).

Два таким образом выполненных элемента образуют систему вибратор — рефлектор (W—R). Подстройка рефлектора может быть осуществлена или изменением индуктивности катушки или с помощью небольшого настроечного шлейфа, изготовленного из отрезка двухпроводного кабеля в ленточном диэлектрике. Вибратор имеет резонансную частоту 14,2 МГц, а рефлектор — 13,4 МГц.

Следует отметить, что токи, протекающие в загнутых частях диполей, наводят поля, несколько компенсирующие поля токов, протекающих по средним частям диполей.

Спиральные антенны. Спиральные антенны могут осуществлять два принципиально различных режима излучения:

режим продольного излучения, при котором максимум излучения спиральной антенны ориентирован вдоль ее оси. Этот режим работы в основном используется в диапазоне УКВ;

режим поперечного излучения, при котором максимум излучения антенны находится в плоскости, перпендикулярной ее оси. Спиральные антенны в этом режиме работы используются в диапазоне КВ.

Здесь будем анализировать антенны, работающие в режиме поперечного излучения. Этот режим работы спиральной антенны достигается при условии, что и диаметр спирали, и ее шаг меньше $\lambda/2$.

Длина антенны $h=l/2=K\lambda/4$ зависит от коэффициента укорочения K, который в данном случае определяется по формуле

$$K = 4h/\lambda_0 = \left[1 - (20\,nD)^{2,5}\sqrt{D/\lambda_0}\right]^{-1/2}, \tag{5.6}$$

где n — число витков на 1 см (плотность намотки); D — диаметр спирали в сантиметрах; λ_0 — длина волны в свободном пространстве, заданная в сантиметрах.

При известной длине h плеча и известной плотности намотки n целое число витков, приходящихся на одно плечо, $N=nh$.

Плотность намотки рассчитывается по формуле

$$\lg n = 0,4\left[\lg\left(\frac{\lambda_0}{h} - 4\right) + \lg\left(\frac{\lambda_0}{h} + 4\right) + \frac{1}{2}\lg\lambda_0 - 3\lg D\right] - 1. \tag{5.7}$$

Для упрощения расчетов можно пользоваться графиком зависимости $N=f(h)$ (рис. 5.107). Из этого графика, в частности, следует, что нецелесообразно превышать некоторое оптимальное число витков.

При изменении диаметра D число витков N необходимо изменить. Новое оптимальное число витков пересчитывается по формуле

$$\lg(N_2/N_1) = -1,2\lg(D_2/D_1). \tag{5.8}$$

Эта зависимость также представлена иа рис. 5.107.

Отметим, что сопротивление излучения данной аитенны при большом укорочеиии, т. е. при малом K, мало. Его можно рассчитать по следующей приближеиной формуле:

$$R_{изл} = 8\pi^2 K^2. \tag{5.9}$$

Так, например, при $K=0,3$ сопротивление излучения $R_{изл} = 8,6$ Ом.

Добротность спиральной антенны

$$Q = 7,5\left[\ln\left(\frac{4h}{D}\right) - 1\right]K^{-3}, \tag{5.10}$$

а ширина полосы по уровню — 3 дБ

$$B = 2f/Q. \tag{5.11}$$

Отметнм, что КПД спиральной антенны сильно уменьшается при укорочеиии антенны. Для расчета этого параметра можно воспользоваться формулой

$$\eta = (1 + P_{пот}/P_{изл})^{-1} = (1 + 0,0121/d\sqrt{f}K^2)^{-1}, \tag{5.12}$$

где $P_{пот}$ — мощность потерь; $P_{изл}$ — мощность излучения; d — диаметр провода в миллиметрах; f — частота в мегагерцах. Отметим, что формула получена в предположении, что спираль выполнена из медного провода.

При конкретном проектировании спиральных антенн можно пользоваться данными, приведенными в табл. 5 18. Эти данные справедливы при использовании в качестве несущей конструкции спи-

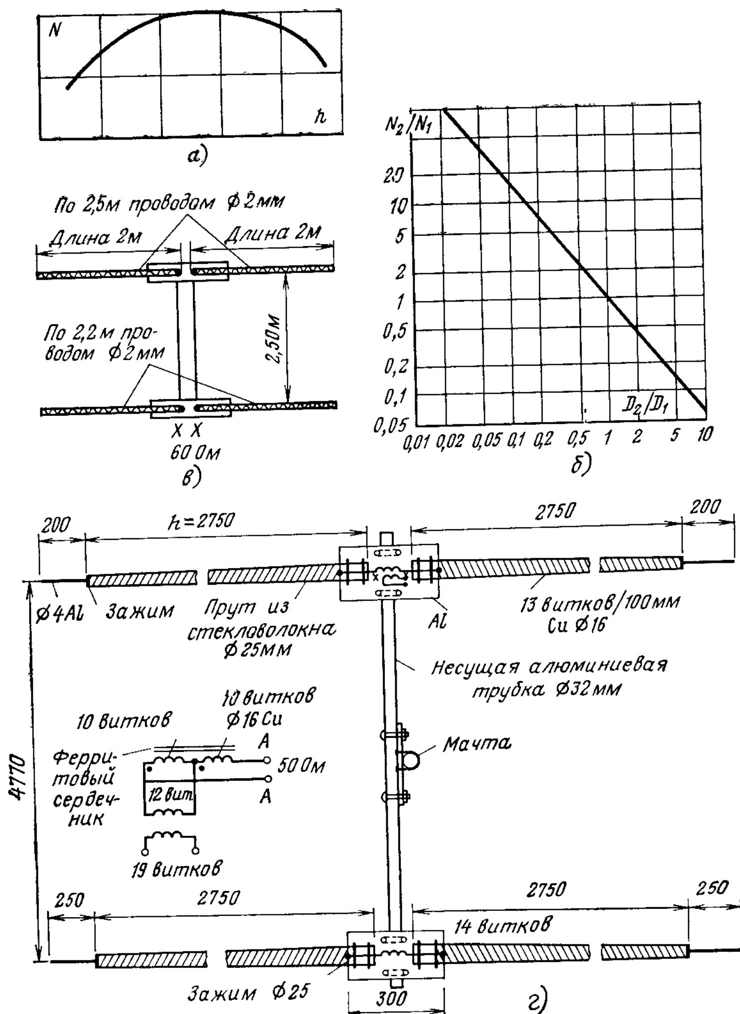


Рис 5 107. Спиральные антенны:
а — зависимость числа витков N от длины диполя h/λ; *б* — график для пересчета числа витков при изменении диаметра спирали; *в* — антенна для диапазона 28 МГц, *г* — антенна для диапазона 7 МГц

Число витков 2×N полуволнового диполя длиной $l=2h$, навитых на стекловолоконный стержень диаметром 12,4 мм

Диапазон, МГц	Число витков для l, м					Диапазон, МГц	Число витков для l, м				
	1,2	1,8	2,4	3,0	3,6		1,2	1,8	2,4	3,0	3,6
1,80	—	6150	6500	6800	7050	14,15	716	772	810	836	—
3,50	3000	3160	3340	3500	—	21,20	476	508	526	532	—
3,80	2680	2900	3080	3500	—	28,00	356	376	382	374	—
7,05	1440	1560	1650	1740	—	30,00	332	348	350	338	—

ральной антенны стекловолоконного прута диаметром 12,4 мм. Если в распоряжении радиолюбителя окажется прут другого диаметра, то необходимо несколько скорректировать приведенные данные, для чего необходимо воспользоваться формулой (5.8).

Отметим, что для рефлектора используется та же самая плотность намотки, а сам рефлектор примерно на 5% длиннее, чем вибратор.

Антенна излучает так же, как обычная неукороченная двухэлементная антенна. Несколько меньше значение усиления по сравнению с обычным диполем обусловлено меньшим КПД.

На рис. 5.107*в* приведена конструкция спиральной антенны, предназначенной для работы в диапазоне 28 МГц. Она выполнена из медного провода диаметром 2 мм. Как показала практика, длина провода диполя близка к λ/2. Расстояние *R*—*W* должно быть близким к λ/4. Последнее обстоятельство не приводит к значительному снижению входного сопротивления антенны. Подстройка антенны на максимальное значение усиления или на требуемое отношение *F*/*B* достигается путем изменения плотности намотки спирали в средней части плечей антенны. Кроме того, при подборе *N* и *h* можно в определенной степени регулировать входное сопротивление антенны.

На рис. 5.107*г* показана антенна, сконструированная радиолюбителями с позывными W1CER и W1FBY для диапазона 7 МГц. В этом случае коэффициент укорочения $K=0{,}28$. Вибратор возбуждается так, как показано на рис. 5.101. Резонансная частота вибратора равна 7,05 МГц. Рефлектор содержит катушку с большим значением индуктивности. Поэтому его резонансная частота составляет 6,84 МГц. Входное сопротивление антенны равно 12 Ом. Поэтому требуется симметрирующий трансформатор с коэффициентом трансформации 1 : 4. Сама спираль выполнена из медного провода диаметром 1,6 мм в полихлорвиниловой изоляции. Шаг витка спирали составляет 7,7 мм (13 витков на 10 см).

Поворотные многодиапазонные антенны. Значительная стоимость мачты, поворотного устройства и антенны приводят к выводу о необходимости проектирования двух- или трехдиапазонных антенн. Рассмотрим основные схемы таких антенн.

Поворотная (вращающаяся) многодиапазонная антенна G4ZU. Эта антенна, разработанная радиолюбителем с позывными G4ZU, является, пожалуй, самым простым решением поставленной задачи. Антенна имеет удобную и простую кон-

струкцию, обеспечивающую работоспособность в трех диапазонах волн: 14; 21 и 28 МГц.

На рис. 5.108 показана вибраторная антенна, длина обоих плечей которой лежит в пределах от 3,5 до 3,8 м Возбуждается она с помощью резонансной линии длиной 16,5 м. Система имеет резонансы вблизи частот 28 МГц (2λ), 21 МГц (1,5λ) и 14 МГц (λ). Линия питания выполнена или в виде двухпроводной воздушной линии с волновым сопротивлением 600 Ом, или в виде двухпроводной линии в ленточном диэлектрике (Z_0=300 Ом).

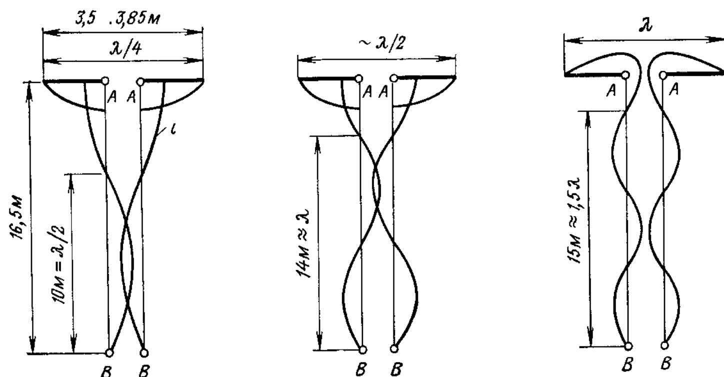


Рис 5 108 Диполь и линия питания, позволяющие осуществить резонанс на частотах 28, 21 и 14 МГц

Входное сопротивление вибратора сильно зависит от частоты. Линия питания трансформирует это сопротивление в другое, причем коэффициент трансформации также зависит от частоты. Нетрудно показать, что на входе линии в точках *B—B* входное сопротивление имеет большую активную составляющую входного сопротивления R_{BB} и малую величину реактивной составляющей X_{BB}. Поэтому при использовании передатчика с выходным сопротивлением 50...75 Ом необходимо применять трансформирующее согласующее устройство, описанное в § 3.4.

Антенна содержит два пассивных элемента, один из которых выполняет роль директора в диапазонах 21 и 28 МГц, а другой — роль рефлектора во всех трех диапазонах.

Директор, изображенный на рис. 5.109, имеет длину 4,9 м и состоит из двух половинок, между которыми включена катушка индуктивности. При работе на частоте 28 МГц реле, подключенное к концам катушки, закорачивается половинки диполя. Благодаря этому диполь имеет собственную резонансную частоту вблизи 28 МГц. При работе на частоте 21 МГц реле размыкает концы катушки и тем самым образуется диполь, в центр которого включена удлиняющая катушка индуктивности. В этом случае резонансная частота диполя лежит вблизи 21 МГц.

Другое техническое решение этой же идеи заключается в использовании свойств разомкнутой на конце линии длиной λ/4. Входное сопротивление такой линии, как известно, равно нулю. Подключая такую линию, которая на частоте 28 МГц имеет длину λ/4,

практическн закорачивают катушку индуктивности. При нзменении частоты, т. е. при работе на частоте 21 МГц, входное сопротивление линии носит емкостный характер, что приводит к «укорочению» катушки индуктивности. Подбором индуктивности катушки можно достичь резонанса диполя на частоте 21 МГц. Повторим еще раз: оба технических решения обеспечивают резонансные свойства пассивного элемента сразу в двух диапазонах: 21 и 28 МГц.

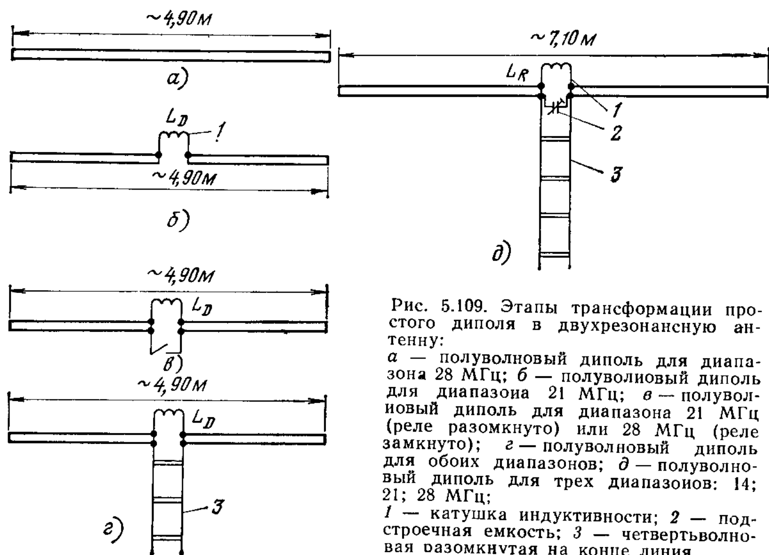


Рис. 5.109. Этапы трансформации простого диполя в двухрезонансную антенну:
а — полуволновый диполь для диапазона 28 МГц; *б* — полуволиовый диполь для диапазоиа 21 МГц; *в* — полуволиовый диполь для диапазона 21 МГц (реле разомкнуто) или 28 МГц (реле замкнуто); *г* — полуволновый диполь для обоих диапазонов; *д* — полуволновый диполь для трех диапазоиов: 14; 21; 28 МГц;
1 — катушка индуктивности; *2* — подстроечная емкость; *3* — четвертьволновая разомкнутая на конце линия

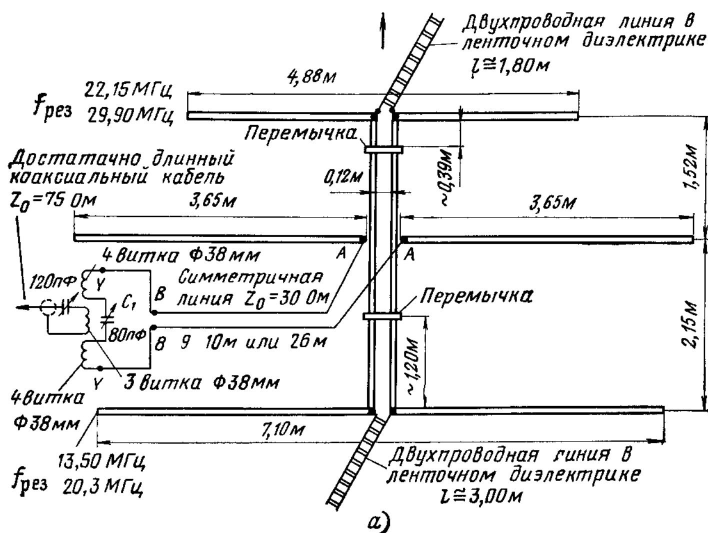
Подобным образом можно получить резонанс рефлектора, имеющего длину 7,1 м, на частотах 14 и 21 МГц, для чего используется четвертьволновый «замыкатель» на частоте 21 МГц. Тот же самый рефлектор, снабженный дополнительной подстроечной емкостью, может иметь резонанс и на частоте 28 МГц. В этом случае резонанс достигается в результате образовання параллельного контура, создаваемого катушкой L и отрезком линни, нагруженной на конденсатор. В диапазоне 28 МГц длнна линии превышает $\lambda/4$ и поэтому линия является индуктивностью. Следовательно, данный пассивный элемент обладает резонансными свойствами в диапазонах 14; 21 и 28 МГц.

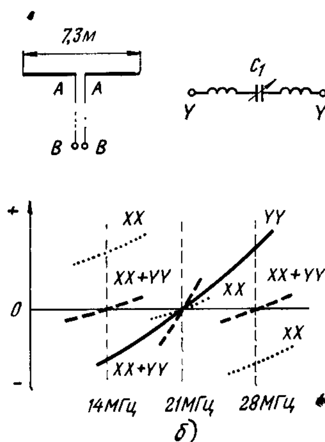
Дальнейшая модернизация антенны состояла в замене сосредоточенных элементов, в основном катушек индуктивности, их эквивалентами в виде отрезков линии определенной длины. В частности, применение небольших короткозамкнутых отрезков линии — шлейфов показано на рис. 5.110. На рисунке также приведены основные геометрические размеры и показано конструктивное решение основного узла антенны, в котором настроечный шлейф изготовлен из алюминиевых трубок диаметром 35...40 мм.

Точное положение короткозамыкателя подбирается при настройке антенны. Длину четвертьволновых шлейфов, выполненных на двухпроводной линии в ленточном диэлектрике, рассчитывают с уче-

том коэффициента укорочения. Для защиты от атмосферных воздействий такие шлейфы размещают во внутренней полости трубок несущей конструкции антенны. Следует иметь в виду, что при этом коэффициент укорочения изменяется и необходимо измерять электрическую длину шлейфа, уже размещенного внутри трубки.

В качестве шлейфа можно использовать и отрезки коаксиального кабеля, длина которых составляет 1,5 и 2,5 м.





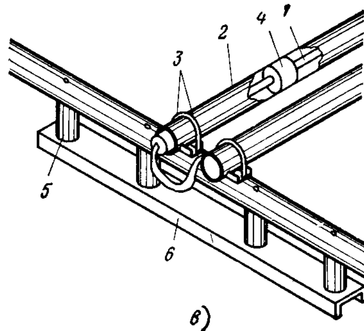


Рис. 5.110. Антенна G4ZU:

а — схема и основные размеры; *б* — подключение компенсирующего контура; *в* — конструкция шлейфа (*1* — симметричный провод с центрирующими шайбами, *2* — несущая конструкция, состоящая из двух трубок; *3* — *U*-образная перемычка; *4* — шайба; *5* — изолятор; *6* — консоль)

Директор в диапазоне 28 МГц имеет длину, несколько большую, чем требуется. Поэтому длина настроечной шлейфовой линии должна быть несколько меньшей, чем $\lambda/4$.

Для снижения массы антенны диполи могут быть выполнены в виде трубок двух различных диаметров, вставленных друг в друга, что напоминает телескопическую конструкцию. При использовании деревянной несущей конструкции целесообразно вместо шлейфов использовать катушки из медного провода диаметром 3...5 мм, навитого на сердечник из плексигласа или полистирола. Диаметр катушек около 20 мм. Для директора необходимо иметь 4,5 витка, а для рефлектора — 12. «Замыкатели» выполняются из коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 75 Ом длиной 1,1 м для директора и 2,35 м для рефлектора.

Параметры четвертьволновых шлейфов оказываются достаточно критичными с точки зрения широкополосности антенны. Наилучшие в этом смысле результаты достигаются при использовании для директора линии с волновым сопротивлением $Z_0=75\ldots100$ Ом, а для рефлектора — линии с $Z_0=300$ Ом.

По отношению к полуволновому диполю антенна имеет усиление около 7,5 дБ в диапазоне 10 м; 5,6...6,0 дБ — в диапазоне 15 м и около 2,5 дБ в диапазоне 20 м. Отношение F/B составляет примерно 20 дБ и сильно зависит от настройки шлейфов. Изменение высоты подвеса антенны над землей особенно заметно влияет на входное сопротивление антенны в диапазоне 20 м.

При правильной настройке антенны на зажимах B—B получаем (см. рис. 5.110*а*) почти полную компенсацию реактивной составляющей YY линии и реактивной составляющей XX контура, которая имеет противоположный знак на крайних частотах. Как показано на рис. 5.110*б*, результирующая кривая $XX+YY$ расположена практически вблизи нулевой линии, в то время как кривые $YY+XX$ достаточно далеко отстоят от нее. Правда, в центральной части (в диапазоне 21 МГц) влияние реактивной составляющей теперь сказывается сильнее, но ее величина оказывается достаточно малой.

Трехдипазонная антенна VK2AOU. Используя эффект увеличения электрической длины диполя за счет включения в его середину катушек индуктивности, радиолюбитель с позывными VK2AOU разработал трехдиапазонную антенну, схема которой показана на рис. 5.111.

Существенным отличием данной схемы антенны от уже рассмотренных является использование в качестве удлиняющего элемента контура LC, имеющего резонансную частоту f_0. Такой контур на частотах $f>f_0$ представляет собой сосредоточенную емкость, а на частотах $f<f_0$ — сосредоточенную индуктивность.

Подключая к такому контуру длинные отрезки диполя, получаем два резонанса на частотах f_1 и f_2. Первый резонанс на частоте $f_1>f_0$, на которой длинный диполь представляет собой индуктивное сопротивление, возникает в результате компенсации этого сопротивления емкостным сопротивлением контура. Второй резонанс на частоте $f_2<f_0$, для которой «короткий» диполь представляет собой емкостное сопротивление, возникает в результате компенсации этого сопротивления индуктивным сопротивлением контура.

Нетрудно догадаться, что, подключая последовательно с первым контуром (резонансная частота f_{01}) второй контур (резонансная частота f_{02}), можно получить большое число резонансных частот, из которых в данной схеме используются только три. Подбором длин диполя, индуктивности катушек и емкости конденсатора можно по-

лучить следующие резонансные частоты: f_1=28,6 МГц, f_2=21,2 МГц и f_3=14,1 МГц.

Такой метод построения элементов антенны используется как для вибратора, так и для рефлектора и директора. Одновременное достижение резонанса на всех трех указанных частотах требует тщательной настройки элементов антенны, включая и резонансные кон-

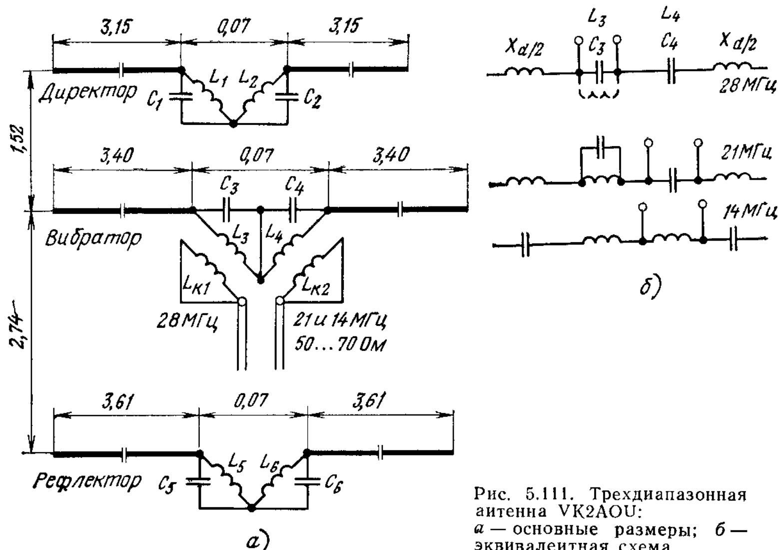


Рис. 5.111. Трехдиапазонная антенна VK2AOU:
а — основные размеры; б — эквивалентная схема

туры и катушки связи с ними. Для облегчения практической настройки антенны в табл. 5.19 приведены параметры элементов, входящих в состав антенны.

ТАБЛИЦА 5.19

Параметры элементов трехдиапазонной антенны VK2AOU

Директор	L_1: n=4, l=45, ∅=40, C=65 пФ L_2: n=6, l=60, ∅=40, C=100 пФ
Вибратор	L_3: n=5, l=50, ∅=40, C=62 пФ L_4: n=7, l=45, ∅=40, C=85 пФ $L_{к1}$: n=2 $L_{к2}$: n=3
Рефлектор	L_5: n=6, l=47, ∅=40, C=60 пФ L_6 n=8, l=60, ∅=40, C=70 пФ

Размеры катушек $L_{к1}$ и $L_{к2}$ соответствуют линии питания с волновым сопротивлением 50...75 Ом. При использовании линии питания с волновым сопротивлением около 240...300 Ом следует вдвое увеличить число витков. Обе катушки должны иметь мини-

мальное взаимное сцепление. Поэтому катушки обычно располагают так, чтобы их оси были взаимно перпендикулярны, а сами катушки стараются разнести подальше одну от другой.

Настройка антенны осуществляется в два приема: сначала на небольшой высоте над землей, а далее на рабочей высоте.

При настройке следует использовать следующие резонансные частоты элементов антенны:

для директора — 14,72; 22,65 и 28,65 МГц (+4%);
для вибратора — 14,15; 21,20 и 28,50 МГц (±0%);
для рефлектора — 13,45; 20,14 и 27,07 МГц (—5%).

Рекомендуется при настройке в непосредственной близости над землей получать резонансные частоты, отличающиеся от рекомендованных в меньшую сторону на 350 кГц. Этот прием обычно приводит к минимуму подстройку антенны на рабочей высоте антенны.

Настройка на максимальное усиление антенны на частоте 14 МГц производится с помощью катушек L_2, L_4, L_6, а на частоте 21 МГц с помощью конденсаторов C_2, C_4, C_6. Однако после настройки изменением емкостей следует несколько скорректировать индуктивности. На частоте 28 МГц настройку производят с помощью конденсаторов C_1, C_3 и C_5, после чего корректируют индуктивности L_1, L_3 и L_5 для улучшения настройки в диапазоне 21 МГц. Далее вновь повторяют ту же процедуру, т. е. последовательную настройку на 14 МГц, затем на 21 МГц и на 28 МГц и т. д. до получения удовлетворительных результатов во всех трех диапазонах.

После достижения максимального значения усиления антенны во всех трех диапазонах целесообразно несколько изменить настройку антенны для реализации большого значения отношения F/B. Для этого рекомендуется использовать конденсаторы C_2, C_4 и C_6 на частотах 14 и 21 МГц, а также C_1, C_3 и C_5 на частоте 28 МГц. Ход настройки контролируется по измерениям напряженности поля, излучаемого антенной, на расстоянии порядка 4—5λ от антенны.

Вместо катушек индуктивностей и конденсаторов можно использовать отрезки замкнутых и разомкнутых линий так же, как это делалось в антенне G4ZU. Можно также создать своеобразный гибрид антенны VK2AOU и антенны G4ZU, в котором вибратор выполняется так же, как в антенне G4ZU, а директор и рефлектор — как в антенне VK2AOU. Электрические параметры такой антенны не будут отличаться от параметров антенны G4ZU, однако в данном случае упростится схема питания.

Трехдиапазонная поворотная (вращающаяся) антенна W3DZZ. Ранее, в § 5.2 уже достаточно внимательно изучался этот тип антенны. Ниже приведены более конкретные сведения о варианте антенны W3DZZ, предназначенной для работы в трех диапазонах частот: 14; 21 и 28 МГц, а также сведения по конструктивному выполнению данной антенны.

Эквивалентные схемы антенны приведены на рис. 5.112*а*, *б*. В диапазоне 28 МГц контура L_1C_1 отсекают более удаленные от центра части антенны, и в процессе излучения непосредственно участвует только диполь длиной 5 м, что соответствует $\lambda/2$.

На частоте 21 МГц отрезок антенны $A=2{,}5$ м удлинен с помощью индуктивности контура L_1C_1, а также отрезка B. В этом случае резонансная частота антенны находится вблизи 21 МГц. Контур L_2C_2 отсекает от рабочей части диполя отрезок C.

На частоте 14 МГц в процессе излучения участвуют все три отрезка диполя — A, B и C, а резонансная длина диполя реализуется с помощью индуктивностей контуров L_1C_1 и L_2C_2.

На практике для увеличения усиления в диапазоне 28 МГц используют пассивные элементы в виде директора и рефлектора. Более того, практика показала, что целесообразно использовать два директора, каждый из которых настроен на свою резонансную частоту. Эквивалентная схема такой четырехэлементной антенны приведена на рис. 5.112б. В данной схеме емкости конденсаторов составляют 25...29 пФ и поэтому их целесообразно выполнять как емкости

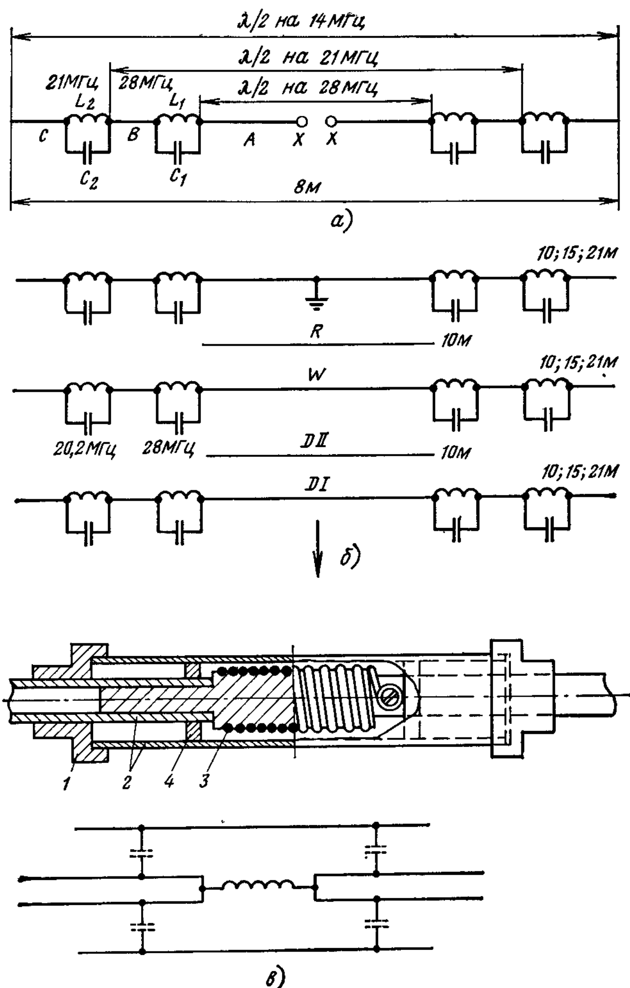


Рис 5 112 Трехдиапазонная антенна W3DZZ:
а, *б* — эквивалентные схемы антенны; *в* — конструкция резонансного контура; *1* — изоляционная заглушка; *2* — алюминиевая трубка; *3* — изоляционный круглый цилиндр, на котором навиты витки катушки; *4* — центрирующая изоляционная шайба

между катушкой индуктивности и корпусом коробки, в которую помещена данная индуктивность (рис. 5.112*в*).

Длина отрезка *B* сравнительно невелика (0,3 ... 0,5 м), и поэтому целесообразно выполнить этот отрезок в виде полой трубки, внутри которой и размещены катушки индуктивностей резонансных контуров. Кроме того, такое решение удобно с конструктивной точки зрения: два других отрезка диполя *A* и *C* могут быть выполнены также в виде трубок меньшего диаметра, которые вставлены в оба конца более короткой трубки отрезка *B*.

Входное сопротивление антенны находится в пределах от 30 до 70 Ом. Это позволяет использовать в качестве линии питания коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 50 Ом или уже известный гамма-трансформатор. Более подробные сведения по данному вопросу изложены в журнале «Радио», 1970, № 4.

Размеры и конструктивное решение основных узлов антенны приведены на рис. 5.113 и в табл. 5.20.

Рис. 5.113. Трехдиапазонная антенна UA3FU

Параметры катушек трехэлементной антенны (к рис. 5.113)

Параметр	Значение параметра для катушек					
	L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	L_6
Индуктивность, мкГн	1,6	2,4	1,6	2,42	1,33	3,38
Число витков n	16	24	17,5	26	14	24
Диаметр провода, мм	1,0	1,0	1,5	1,5	1,5	1,5
Глубина погружения диполя в катушку, мм	115	125	135	135	190	135
Внутренняя емкость, пФ	18,6	22	25	23	23	26
Резонансная частота, МГц	29,6	21,9	28,4	21,2	27,6	20,4

Трехдиапазонная поворотная антенна DL1FK. На рис. 5.114 показана антенна DL1FK, отличительной особенностью которой является оригинальное выполнение пассивных элементов. Активный элемент (вибратор) данной антенны, как и ранее рассмотренных антенн, действует по принципу вибратора с настраиваемой линией питания

В качестве вибратора можно использовать любой из вибраторов, описанных выше (см. антенны G4ZU, VK2AOU или W3DZZ). На рис. 5.114*а* представлена возможная схема вибратора.

Пассивные элементы (и директор, и рефлектор) благодаря делению диполя на части с помощью перестраиваемого шунта имеют две резонансные частоты.

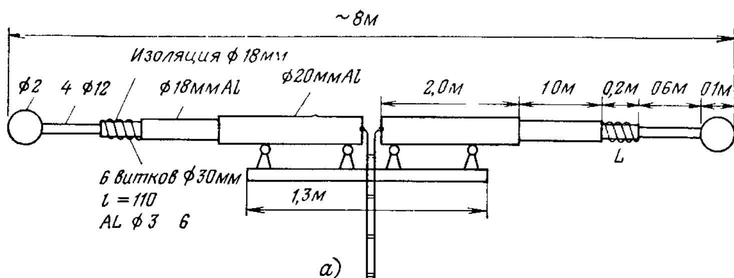
Обратимся к рис. 5.114*б*, на котором изображена схема пассивного элемента антенны. Диполь *А* имеет длину, которая на частоте 21 МГц несколько превышает $\lambda/2$. Шунтовое подсоединение к диполю *А* отрезка *В*, в центре которого включен конденсатор с емкостью *С*, обеспечивает резонанс диполя на частоте 21 МГц.

На частоте 14 МГц резонанс пассивного элемента происходит вследствие других причин. Здесь резонансным контуром является сам отрезок *В*, несколько укороченный включением конденсатора *С*, а отрезки диполя *А*, выступающие за пределы диполя *В*, служат дополнительными концевыми емкостями. Отметим, что система характеризуется острым резонансом.

В диапазоне 28 МГц обе половины диполя имеют длину, близкую к $\lambda/2$, однако они возбуждены в противофазе. Поэтому на этой частоте функций директора выполняет не пассивный элемент, а дополнительный полуволновый диполь. Обычно дополнительный диполь изготовляется в виде проволочной антенны длиной $\lambda/2$, расположенной над основным диполем. Он должен выполнять дополнительную функцию, а именно — служить конструктивным элементом, к которому крепятся концы пассивных элементов (рис. 5.114*в*).

Многодиапазонные совмещенные антенны. Если мачта, на которой размещаются поворотные антенны, достаточно высока, то на ней можно оборудовать две или несколько антенн, каждая из которых предназначена для работы в своем диапазоне волн. Но, как показывает практика, такие случаи очень редки, и поэтому практически удается разместить на мачте на различных высотах не более двух антенн, одна из которых предназначена для диапазона КВ, а другая — для УКВ.

Как это часто бывает, наличие двух противоречивых требований (с одной стороны — ограниченное пространство для размещения нескольких независимых антенн, а с другой стороны — желание иметь



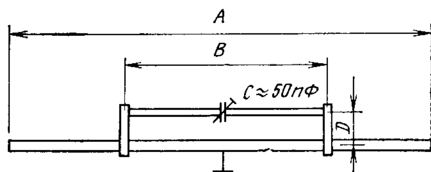


Рис 5 114 Трехдиапазонная антенна DL1FK

а — конструкция вибратора, *б* — схема пассивного элемента и эквивалентные схемы для диапазонов 14 и 21 МГц, *в* — конструктивные размеры антенны

антенную систему, обеспечивающую работу в нескольких диапазонах) заставило искать радиолюбителей новые компромиссные технические решения

Поэтому и появились так называемые совмещенные многодиапазонные антенны Основная идея, заложенная в схемном решении таких антенн, сводится к следующему Если нельзя все элементы антенны использовать в нескольких диапазонах, то может быть можно использовать отдельные элементы антенн в нескольких диапазонах (даже с различным функциональным назначением). Идея оказалась достаточно плодотворной и была реализована в нескольких конкретных антеннах

Антенна КН6OR. Схема антенны приведена на рис 5 115 В этой антенне для каждого диапазона (14 и 21 МГц) имеются собственные директоры и рефлекторы с разными длинами, расположен-

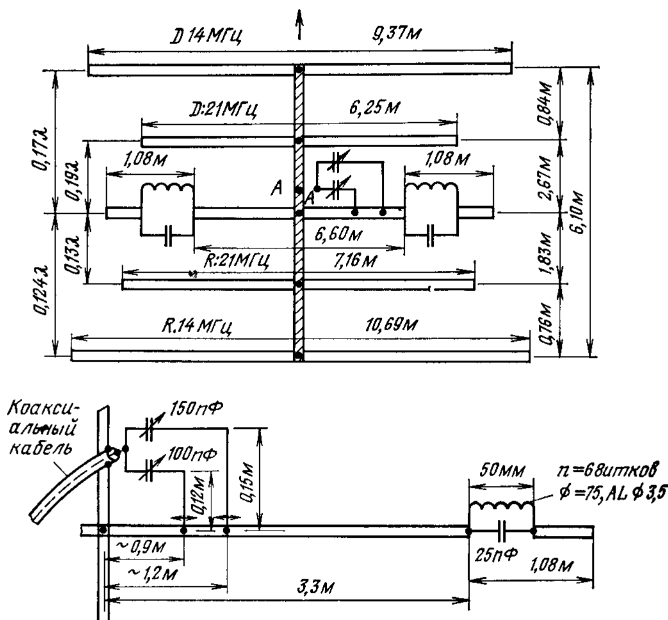
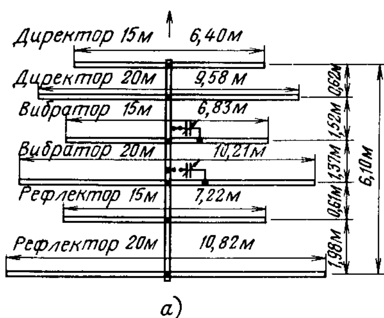


Рис 5 115 Двухдиапазонная антенна КН6OR

ные на разных расстояниях от вибратора Сам же вибратор выполнен по уже известной схеме со встроенными контурами *LC*, обеспечивающими работу в обоих диапазонах волн. В этой реализации вибратора контур содержит конденсатор с емкостью $C=25$ пФ и катушку индуктивности, имеющую 6 витков и выполненную из провода диаметром 3,5 мм, диаметр катушки 75 мм Резонансные частоты диполя — 14,3 и 21,3 МГц. Естественно, что описанное решение не является однозначным и для вибратора можно использовать решения, положенные в основу конструкции антенн G4ZU, DL1FK и др

Антенна W8FYR. В этой антенне использована несколько иная идея: разместить наиболее компактным образом две совершенно различные антенны, чтобы при работе элементы одной антенны не влияли на параметры другой. Два варианта такой антенны показаны на рис. 5.116 (5.116*а* — для диапазонов 14 и 21 МГц,



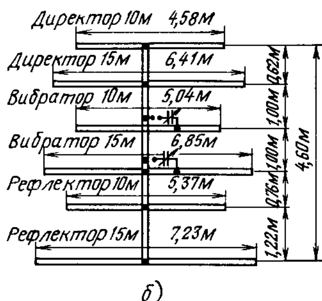
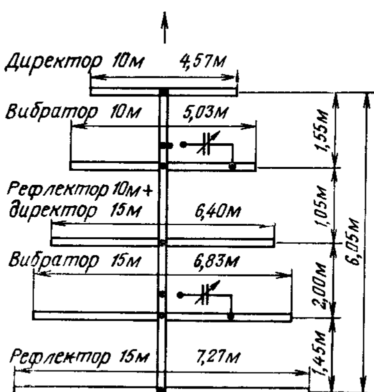


Рис 5.116 Антенна W8FYR:
а — для диапазонов 14 и 21 МГц, *б* — для диапазонов 21 и 28 МГц



5.116*б* — для диапазонов 21 и 28 МГц).

Антенна W4FKC. Эта антенна предназначена для работы в диапазонах 21 и 28 МГц. В схеме на рис. 5.117 средний элемент антенны выполняет две различные функции — для диапазона 28 МГц он является рефлектором, а для диапазона 21 МГц — директором.

Рис. 5.117. Антенна W4FKC для диапазонов 21 и 28 МГц

5.6. Петлевые антенны

Свойства петлевых антенн. Петлевой вибратор, который анализировался ранее, не является единственным вариантом петлевой антенны. К этой группе антенн принадлежит также большое количество других вариантов антенн, которые и будут рассмотрены в данном параграфе.

Обратимся к рис. 5.118*а*, на котором показана трансформация петлевого вибратора (сплошная линия) в квадрат (пунктирная линия) со стороной $\lambda/4$. Полученная таким образом антенна получила название антенны *«квадратный ромб»*, а иная конфигурация той же антенны (рис. 5.118*г*) типа *«квадрат»*.

В этих антеннах точки *B* и *D* приближаются друг к другу и расстояние между ними составляет 0,35λ для антенны «квадратный

ромб» и 0,25λ для антенны типа «квадрат». Одновременно точки A и C удаляются друг от друга.

В антенне типа «квадрат», показанной на рис. 5.118г, токи, протекающие по горизонтальным проводам антенны, синфазны, а токи, протекающие по вертикальным проводам, противофазны. Аналогич-

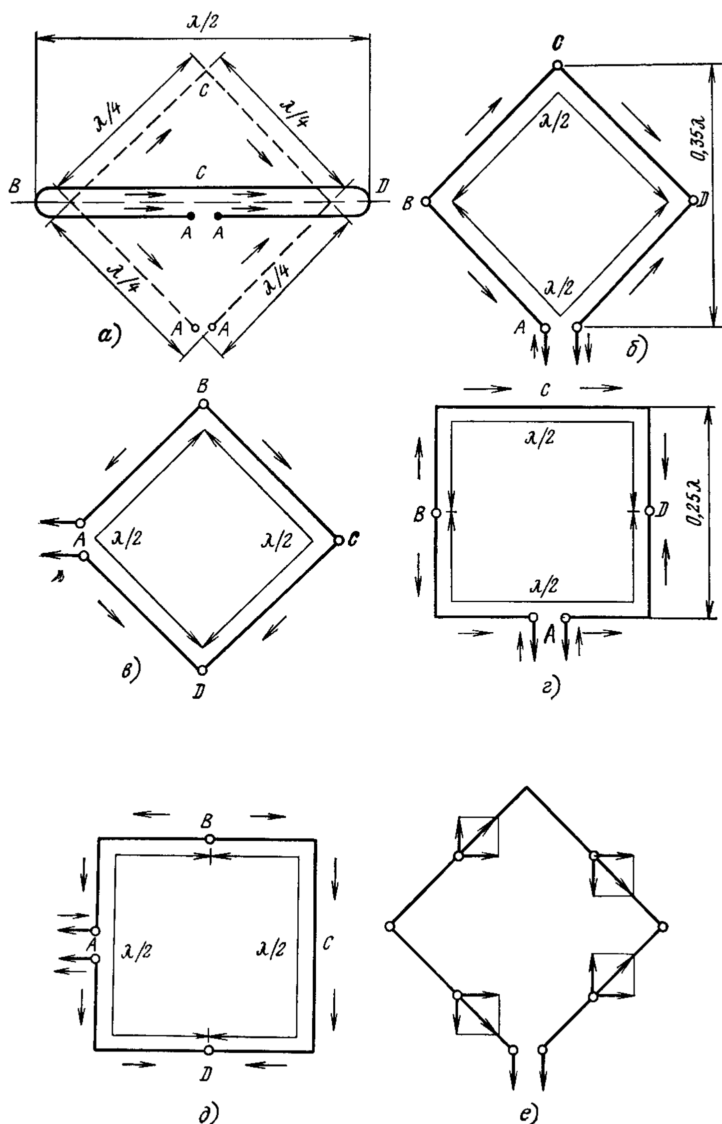


Рис. 5.118. Петлевые антенны и распределение токов в них

ная картина наблюдается и в антенне «квадратный ромб». Чтобы убедиться в этом, достаточно разложить на вертикальные и горизонтальные составляющие токи, протекающие по всем четырем сторонам антенны (рис. 5.118*е*).

Изменение точек подключения питания антенны (рис. 5.118*в*, *д*) приводит к изменению поляризации излучения антенны; антенна излучает вертикально поляризованную волну.

Различные схемы питания антенны показаны на рис. 5.119. Отметим, что в точке *C*, находящейся «напротив» точки подключения

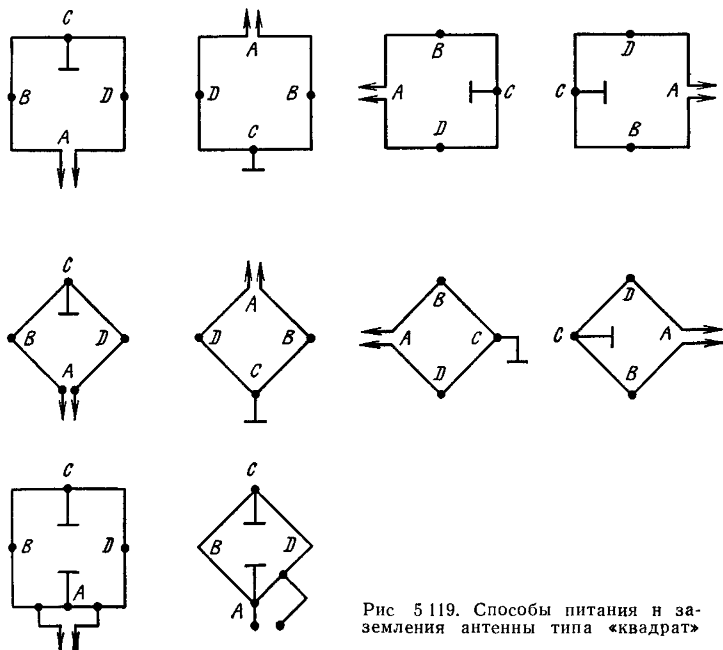


Рис 5 119. Способы питания и заземления антенны типа «квадрат»

питания *A*, появляется узел напряжения. Это свойство антенны позволяет соединить заземление мачты именно с этой точкой антенны, что естественно, в значительной мере упрощает конструкцию антенны в целом. Одновременно отметим, что точки *B* и *D* имеют наибольший потенциал, и поэтому при креплении несущих элементов антенны к этим точкам требуются хорошие изоляторы.

Наиболее эффективно излучающая часть антенны типа «квадрат», т. е. та часть антенны, по которой протекают наибольшие токи, имеет длину около 0,25λ. Некоторое укорочение излучающей части антенны, приводящее к снижению уровня излученного поля, в избытке компенсируется наличием противоположной синфазно возбужденной части антенны, вследствие чего результирующее усиление на 1 дБ больше, чем усиление полуволнового диполя.

Направленные свойства антенны типа «квадрат» в не очень большой степени зависят от формы антенны. В плоскости *XY* диаграмма направленности антенны близка к диаграмме полуволнового диполя, т. е. имеет вид восьмерки. В экваториальной плоскости ди-

аграмма имеет вид эллипса, большая ось которого нормальна к плоскости антенны. Отметим также, что, кроме главного лепестка в диаграмме излучения присутствуют боковые лепестки с небольшим уровнем излучения, которые имеют другую, ортогональную поляризацию излучения.

Достаточно интересным является сопоставление диаграмм направленности дипольных антенн и различных модификаций петлевых антенн, расположенных на небольшой высоте над землей. На рис. 5.120 приведены такие диаграммы, полученные при условии, что ни одна точка антенны не расположена над землей на высоте большей, чем $\lambda/4$. На этих рисунках сплошные линии соответствуют горизонтальной поляризации, а пунктирные — вертикальной. Интересно отметить, что при использовании *петлевой антенны в форме «дельта»* (форма антенны напоминает греческую букву дельта — Δ) наблю-

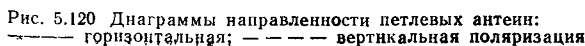


Рис. 5.120 Диаграммы направленности петлевых антенн:
——— горизонтальная; — — — — вертикальная поляризация

дается большой уровень излучения вертикально поляризованной волны под сравнительно малыми углами относительно горизонта (рис. 5.120*и*, *к*), что благоприятно для организации длинноволновой радиосвязи.

Показанные на рис. 5.120 варианты петлевых антенн значительно расширяют возможности использования этих антенн по сравнению с антеннами, схемы которых приведены на рис. 5.118 и 5.119. Можно сказать, что свойства практически всех вариантов петлевых антенн не изменяются в больших пределах, если периметр антенны $c=\lambda$. Здесь же отметим, что петлевая антенна, периметр которой

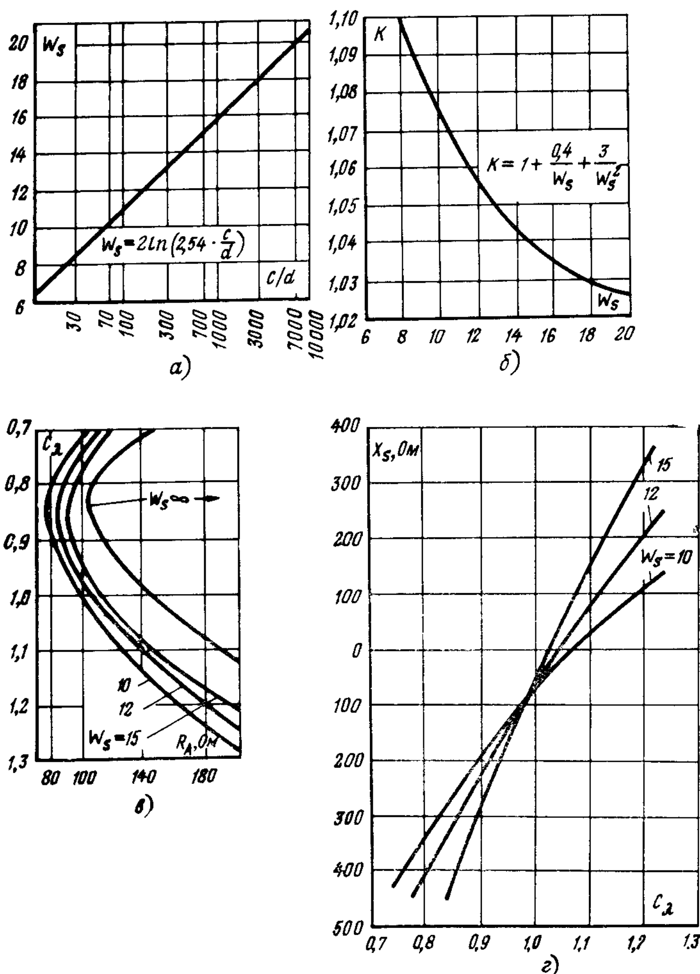


Рис. 5.121. Графики для проектирования петлевых антенн

равен длине волны, является основным вариантом реализации магнитного диполя (см. также § 5.7).

Теперь рассмотрим вопрос о соотношении физической и электрической длин петлевых антенн. Если раньше при анализе дипольных антенн мерой соотношения двух указанных длин являлся коэффициент укорочения, то для этой группы антенн необходимо ввести понятие *коэффициента удлинения К*.

Значение коэффициента удлинения зависит от отношения c/d, где c — периметр антенны, d — диаметр провода, из которого выполнена антенна.

Коэффициент удлинения

$$K = 1 + 0{,}4/W_s + 3/W_s^2, \qquad (5.13)$$

где коэффициент W_s задается выражением

$$W_s = 2 \ln (2{,}54\ c/d). \qquad (5.14)$$

Вместо вычисления коэффициента удлинения по приведенным формулам можно определить значение K с помощью графиков на рис. 5.121. Сначала для заданного отношения c/d на графике рис. 5.121*а* отыскивают значение коэффициента W_s, а по графику на рис. 5.121*б* определяют значение K.

С помощью графиков, приведенных на рис. 5.122, можно также определить усиление антенны (относительно усиления полуволнового диполя).

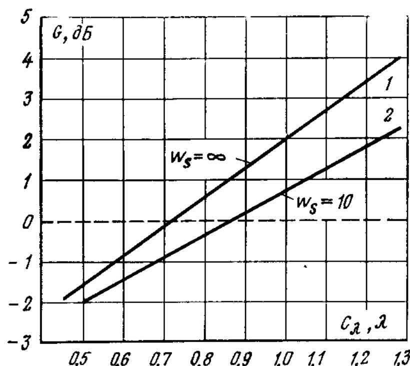


Рис. 5.122. Зависимость усиления петлевой антенны от периметра: 1 — очень тонкий провод; 2 — толстый провод

Антенна VK2AOU. В данной схеме антенны сочетаются методы, рассматриваемые в данном параграфе, с методами, рассмотренными ранее. Речь идет о введении в схему антенны «квадрат» резонансных контуров, что обеспечивает возможность работы антенны в трех частотных диапазонах: 14, 21; 28 МГц.

Схема антенны приведена на рис. 5.123. Сторона антенны **имеет** длину 3,6 м.

Настройка антенны в диапазоне 14 МГц осуществляется с помощью катушки индуктивности L_1, в диапазоне 21 МГц с помощью катушки индуктивности L_2 и конденсатора C_1, а в диапазоне 28 МГц — с помощью катушки индуктивности L_2 и конденсатора C_2. Отметим, что в диапазоне 14 МГц антенна имеет острый резонанс.

Антенну выполняют из трубок большого диаметра (около 20 мм) или из системы параллельных проводов. В местах стыков должен быть хороший электрический контакт (сопротивление перехода менее 0,1 Ом).

Двух- и трехэлементные антенны типа «квадрат». Отметим, что эта группа антенн, основным элементом которой является одиночная антенна типа «квадрат», имеет и другие названия, например

двухэлементная антенна часто обозначается как антенна «двойной квадрат», трехэлементная — как «тройной квадрат». Встречаются также названия «кубический квадрат» и др.

Все эти антенны представляют собой пространственную антенную систему, элементами которой является или антенна «квадрат», или ее многочисленные модификации.

Двухэлементная антенна типа «квадрат». Эта антенна по сравнению с двухэлементной антенной Уда — Яги имеет большее усиление (рис. 5.124). Сказанное относится к сравниваемым антеннам, имеющим одинаковую длину. Поэтому при равенстве усилений обеих антенн двухэлементная антенна типа «квадрат» имеет меньшую длину. Различные модификации рассматриваемой антенны представлены на рис. 5.125.

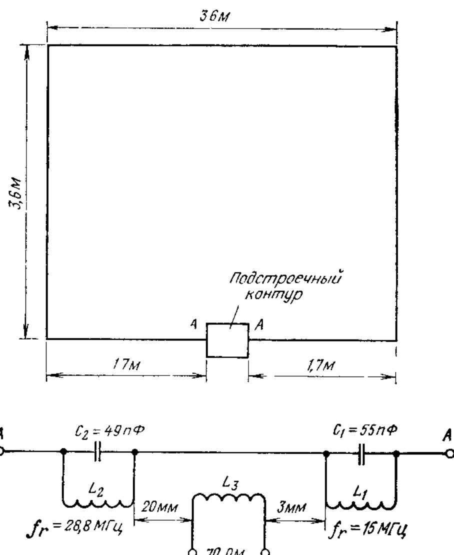


Рис. 5.123. Трехдиапазонная антенна VK2AOU

Трехэлементная антенна типа «квадрат». Схема этой антенны приведена на рис 5.126. Отметим, что данная схема является более общей по сравнению со схемой двухэлементной антенны, хотя методы анализа обоих вариантов достаточно близки. Поэтому ниже будем касаться как двух-, так и трехэлементной антенны типа «квадрат».

Отметим, что в рассматриваемой антенне взаимосвязь между рефлектором и вибратором больше, чем между директором и вибратором. Усиление антенны во многом определяется расстоянием между элементами антенны. Оптимальные с этой точки зрения расстояния находятся в в пределах 0,12 ... 0,15λ

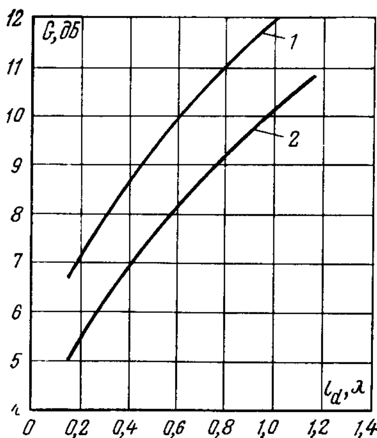


Рис 5.124 Зависимость усиления антенн от длины l/λ:
1 — система петлевых антенн; 2 — антенна Уда — Яги

(рис 5.126*б*). Сопротивление излучения также определяется расстоянием между элементами антенны (рис. 5.126*в*). Так, например, при $R—W=0,11\lambda$ получаем, что $R_{изл}=65$ Ом, а усиление по сравнению с полуволновым диполем равно 5,5 дБ (для двухэлементной антенны) и 6,6 дБ (для трехэлементной антенны).

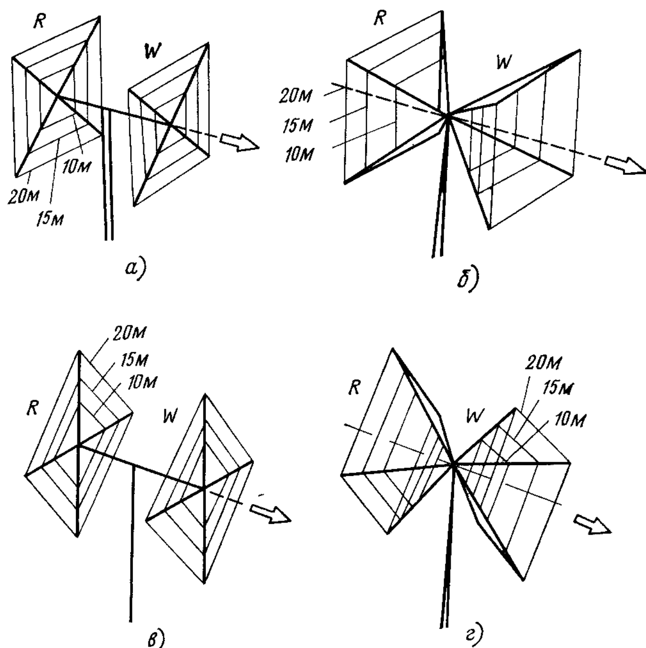


Рис 5 125 Модификации двухэлементной антенны типа «квадрат»

Следует иметь в виду, что из-за большей протяженности антенны по вертикали нижний ее элемент расположен ниже, чем у антенны Уда — Яги, что приводит к изменению входного сопротивления антенны (рис. 5.126*г*).

Форма диаграммы направленности антенны в вертикальной плоскости зависит от высоты подвеса антенны над землей, что иллюстрируется серией графиков, приведенных на рис. 5 127*а*. Угол ориентации основного лепестка диаграммы двухэлементной антенны в вертикальной плоскости изменяется при изменении высоты подвеса антенны над землей, как это показано на рис. 5.127*б*

Настройка антенны производится путем изменения длины шлейфа, подключенного к рефлектору, а в варианте трехэлементной антенны типа «квадрат» — также и изменением длины шлейфа, подключенного к директору. В принципе рефлектор может иметь те же самые размеры, что и вибратор, но в этом случае потребуется шлейф большей длины. Наиболее оптимальная длина рефлектора на 4% больше длины вибратора. Если использовать слишком длинный рефлектор, то для настройки потребуется вводить емкость, что достигается, например, с помощью разомкнутого шлейфа.

На рис. 5.128 приведены графики, показывающие, каким образом при изменении частоты (в окрестности 21 МГц) изменяются $K_{стU}$, усиление и отношение F/B двухэлементной антенны типа «квадрат».

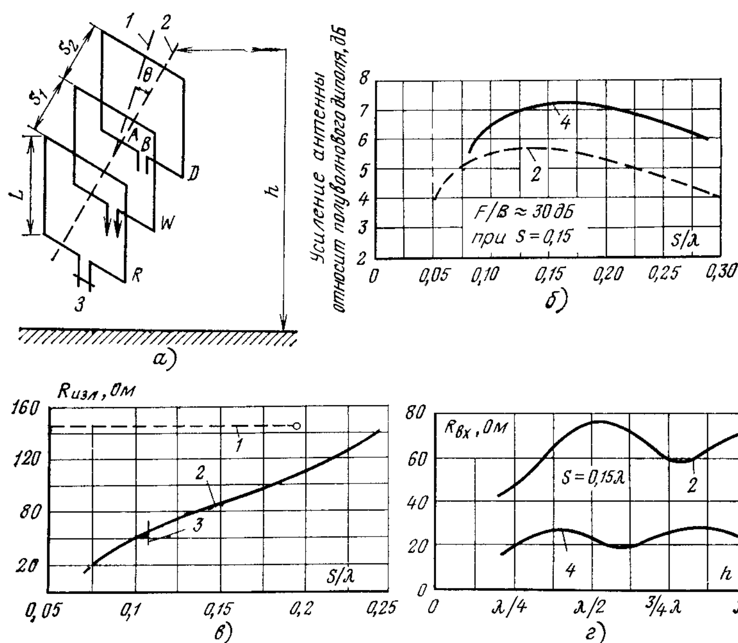


Рис. 5.126 Графики для проектирования трехэлементной антенны типа «квадрат»:

а — схема антенны; *б* — зависимость усиления антенны от расстояния между ее элементами; *в* — сопротивление излучения двухэлементной антенны, *г* — зависимость входного сопротивления антенны от высоты;

1 — одиночная антенна типа «квадрат»; *2* — двухэлементная антенна типа «квадрат»; *3* — расстояние $S=0{,}11\lambda$ соответствует максимальному усилению; *4* — трехэлементная антенна

При настройке следует добиваться максимального значения отношения F/B. Потери усиления в данном случае очень малы и ими можно пренебречь.

Отметим, что в двухэлементной антенне, содержащей вибратор и директор, анализируемые зависимости имеют другой ход.

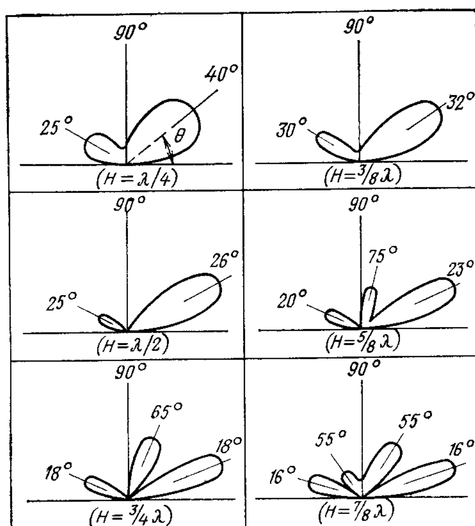
В табл. 5.21 приведены основные размеры трехэлементной антенны типа «квадрат», показанной на рис. 5.126.

При расчете длин сторон рефлектора, директора и вибратора трехэлементной антенны типа «квадрат» можно пользоваться формулой

$$= 75\,K/f, \qquad (5.15)$$

где f — частота, МГц; K — коэффициент, равный 1,02 для вибратора, 1,045 для рефлектора и 0,988 для директора.

Отметим еще одно достоинство антенны типа «квадрат». Дело в том, что пространство внутри элементов антенны практически свободно и в нем можно разместить вторую или даже третью антенну такого же типа, работающую на более высоких частотах. Конструктивные решения, осуществляющие эту идею, могут быть различными. Антенны можно разместить в одной плоскости (см. рис. 5.125*а*, *в*).



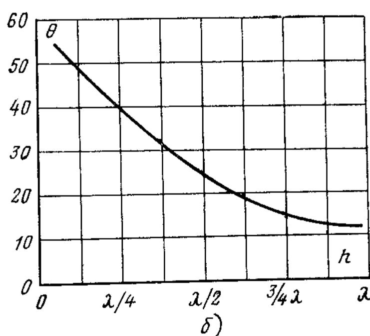


Рис. 5.127. Зависимость направленных свойств двухэлементной антенны типа «квадрат» в вертикальной плоскости от высоты h подвеса антенны над землей:
а — диаграммы направленности, б — зависимость угла ориентации основного лепестка диаграммы от h

Можно реализовать ту же идею при сохранении оптимального электрического расстояния между элементами антенны (см. рис. 5.125*б*, *г*). Второе решение, при котором получаются лучшие электрические параметры антенны во всех диапазонах, является более предпочтительным. Отметим, что в данных вариантах размещение исполнительных антенн практически не сказывается на усилении и сопротивлении излучения более низкочастотной антенны, однако отно-

шение F/B этой антенны ухудшается. Питание всех трех антенн можно осуществить тремя независимыми линиями. Однако такое решение невыгодно, и поэтому чаще используется схема с одной линией питания, дополненная специальными устройствами согласования в виде гамма-трансформаторов. Конструкция такого устройства и основные параметры схемы питания приведены на рис. 5.129.

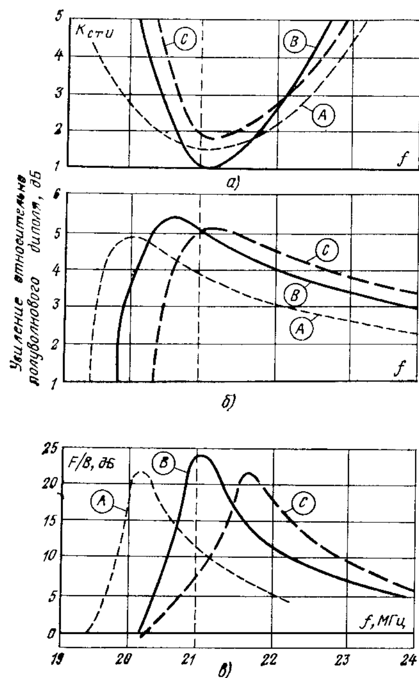


Рис. 5.128. Частотные характеристики параметров трехэлементной антенны типа «квадрат» (*А* — длинный, *В* — оптимальный, *С* — короткий рефлектор):
а — $K_{ст\,U}$; *б* — усиление; *в* — F/B

Исследования показали, что переход от двухэлементной антенны типа «квадрат», содержащей вибратор и рефлектор, к трехэлементной антенне приводит к выигрышу в усилении на 1,7 дБ. Аналогичная процедура в антенне Уда — Яги дает выигрыш 2,7 дБ.

Трехэлементная антенна имеет более узкую полосу рабочих частот (рис. 5.130*а*, пунктирная линия). Расширение полосы частот достигается перестройкой элементов антенны. Для этого рефлектор настраивают на более высокую чатоту, а директор — на более низкую. Полученная таким образом частотная зависимость $K_{стU}$ показана на рис. 5.130*а* сплошной линией. Аналогичным образом зависят от частоты и другие параметры антенны рис. 5.130*б*—*г*).

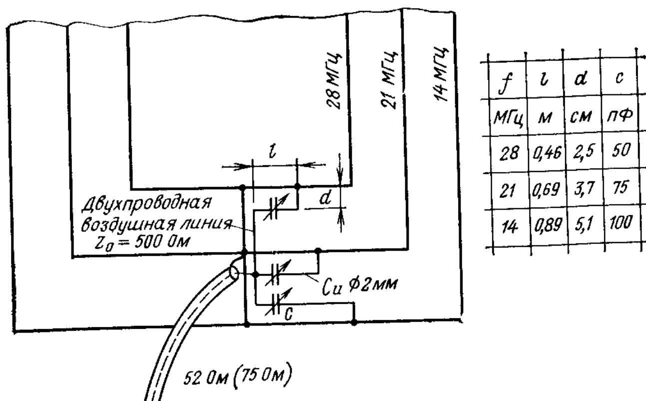
На рис. 5.131 показаны возможные способы выполнения рефлектора и директора. Каждый из пред-

ТАБЛИЦА 5.21

Основные размеры трехэлементной антенны (к рис. 5.126)

Резонансная частота, МГц	7,05	14,1	21,1	29,0
Длина стороны $l_W = l_R$, м	10,67	5,40	3,56	2,62
Расстояние *S*, м, для:				
Z_A=70 Ом	5,20	2,46	1,70	1,27
Z_A=50 Ом	4,32	2,13	1,42	1,06
Длина шлейфа *R*, м	1,1...1,9	0,8...0,9	0,48 ..0,56	0,38.. 0,45
Длина рефлектора (без шлейфа, м)	11,68	5,92	3,92	2,88

ставленных способов имеет свои достоинства и недостатки, уже известные читателю. Поэтому окончательный выбор в пользу того или иного решения при конкретном проектировании антенны этой группы полностью зависит от ее разработчика.



f	l	d	c
МГц	м	см	пФ
28	0,46	2,5	50
21	0,69	3,7	75
14	0,89	5,1	100

Рис. 5.129. Питание трехэлементной антенны типа «квадрат» с помощью одного кабеля с использованием гамма-трансформатора

Антенна «Х-квадрат». Антенна этого типа приведена на рис. 5.132 и отличается от предыдущих большими линейными размерами сторон, которые в этом варианте равны $\lambda/2$; длина периметра антенны равна 2λ. Такая антенна обладает большим усилением, достигающим 4 дБ.

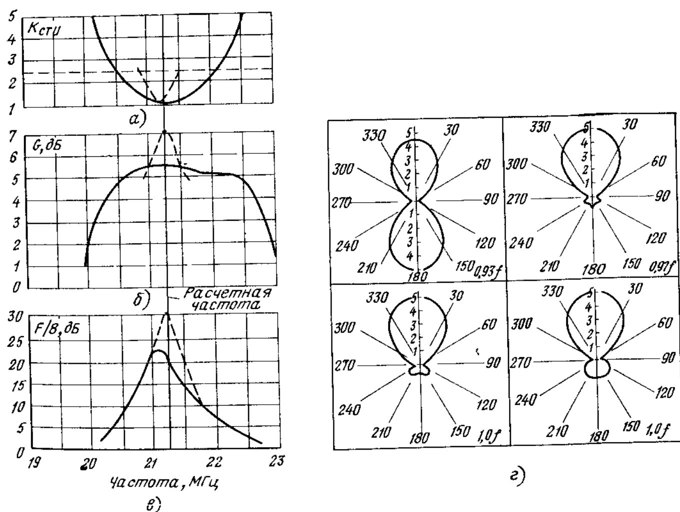


Рис. 5.130 Зависимость параметров трехэлементной антенны типа «квадрат» от частоты:
а — $K_{ст\ U}$, *б* — усиление; *в* — отношение F/B; *г* — изменение формы диаграммы направленности

Входное сопротивление антенны «Х-квадрат», так же как у достаточно сходной с ней антенны типа «лежащее Н», очень велико (порядка 2000...4000 Ом). Это требует применения или резонансного питания, или питания через четвертьволновый трансформатор с $Z_т=800$ Ом, который обеспечивает согласование с линией, имеющей волновое сопротивление около 240...280 Ом. Поэтому в последнем случае питание осуществляется или с помощью двухпроводной линии в ленточном диэлектрике, или с помощью коаксиального кабеля при использовании дополнительного трансформатора с коэффициентом трансформации 1 : 4. Антенну можно также возбуждать через коаксиальный кабель без симметрирующего устройства, но с использованием трансформатора с $Z_т=280$ Ом, который выполнен в виде отрезка длиной λ/4 из двухпроводной линии в ленточном диэлектрике.

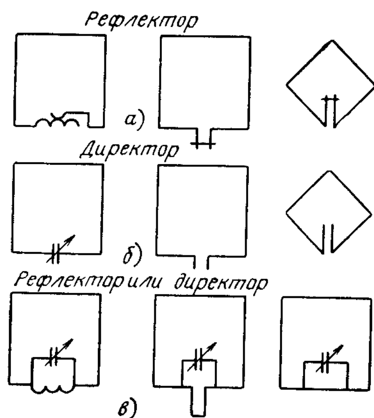
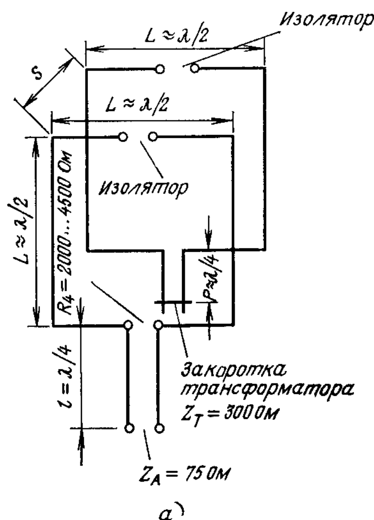


Рис. 5.131. Различные способы выполнения пассивных элементов антенны

Основные размеры антенны представлены в табл. 5.22.

Конструктивное выполнение двух- и трехэлементных антенн типа «квадрат». Эти антенны имеют достаточно сложную конструкцию, которая определяется большими габаритными размерами ан-



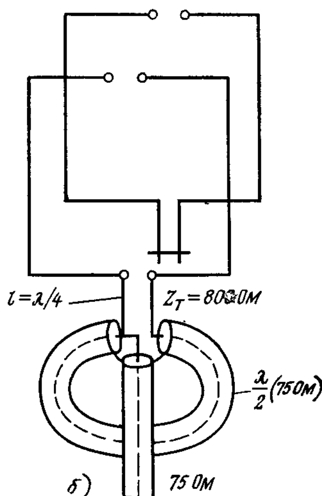


Рис. 5.132. Антенна «Х-квадрат»

Основные размеры антенны «X-квадрат»

Диапазон, МГц	7	14	21	28
Длина стороны, м	20,15	10,18	6,78	5,03
Расстояние, м	5,18	2,60	1,73	1,30
Длина шлейфа, м, используемого в качестве:				
рефлектора	11,50	5,71	3,81	2,82
директора	9,75	4,85	3,22	2,38

тени. Знакомство с различными техническими реализациями антенн рассматриваемой группы позволяет авторам сформулировать несколько рекомендаций, которые следует иметь в виду при конструировании собственной антенны.

Несущую конструкцию антенны целесообразно выполнять из деревянного бруска (50×100 мм), на котором укреплены крестовины из уголков. К этим уголкам крепятся бамбуковые шесты, достигающие 4,5 м. Жесткость полученной таким образом конструкции достигается с помощью растяжек (рис. 5.133).

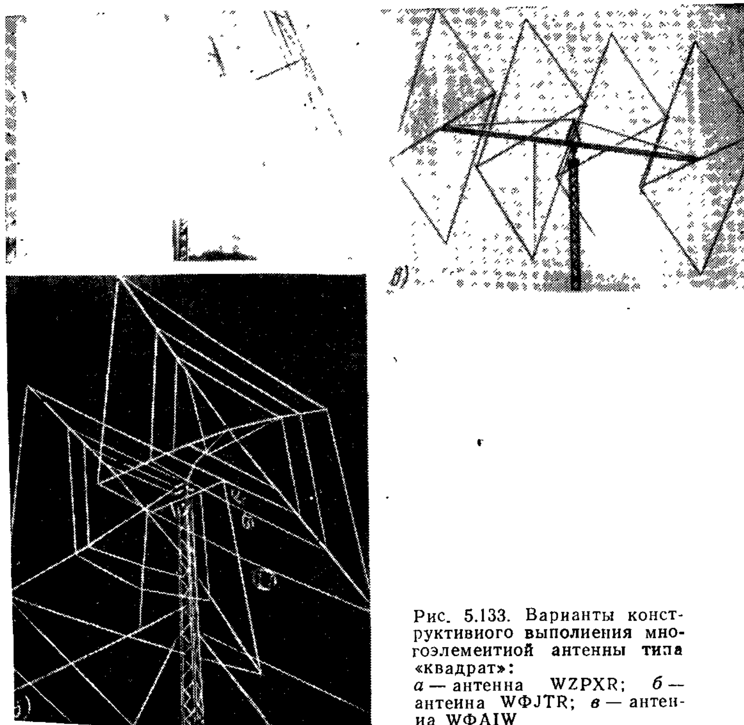
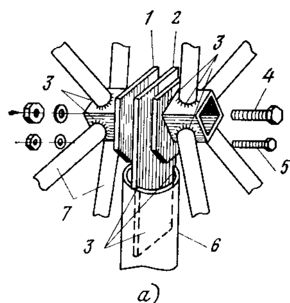


Рис. 5.133. Варианты конструктивного выполнения многоэлементной антенны типа «квадрат»:
а — антенна WZPXR; *б* — антенна WФJTR; *в* — антенна WФAIW

В качестве элементов конструкции можно использовать и алюминиевые трубки (при этом надо принять меры к изоляции трубок от излучающих элементов антенны), а в качестве основного узла антенны — конструкцию, показанную на рис 5 134 Возможное конструктивное решение антенны показано на рис. 5.135.



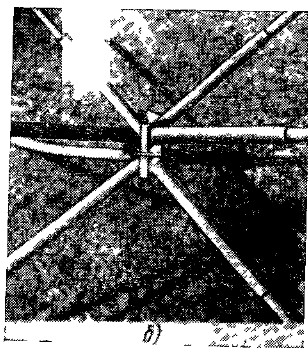


Рис 5 134 Крестовина для крепления элементов антенны·
1 — боковая плита, *2* — средняя плита; *3* — приварить; *4* — болт М12, *5* — болт М8, *6* — мачта диаметром 2,5 дюйма, *7* — стальная трубка диаметром 0,75 дюйма, l=25 см

Антенна типа «клетка». Схема антенны изображена на рис. 5 136 Ее особенностью является то, что горизонтальные части элементов антенны изогнуты под прямым углом Полученная таким образом конфигурация антенны напоминает клетку. Данная конструкция антенны, разработанная радиолюбителем с позывным G4ZU, имеет ряд очевидных преимуществ, в силу которых она получила широкое распространение.

Элементы антенны имеют следующие размеры·

для диапазона 14 МГц	горизонтальные	2×2,65 м, фазирующие 5,2 м;
для диапазона 21 МГц·	горизонтальные	2×1,73 м, фазирующие 3,6 м;
для диапазона 28 МГц:	горизонтальные	2×1,33 м, фазирующие 2,6 м.

Верхний конец мачты обычно расположен на 1 м выше горизонтальных элементов антенны, что позволяет использовать дополнительные растяжки (рис 5.136*г*). Рисунок иллюстрирует также конструктивное решение антенны, состоящей из трех отдельных антенн, размещенных внутри более низкочастотной антенны.

Антенна типа «швейцарский двойной квадрат». Схема антенны показана на рис. 5.137*а*. Антенна состоит из двух параллельных квадратов со сторонами длиной λ/4, расстояние между которыми составляет от 0,07λ до 0,1λ. Средние части горизонтальных элементов изогнуты под углом 45°.

Точка пересечения горизонтальных элементов антенны соответствует узлу напряжения, что позволяет в этой точке крепить элементы к несущей мачте антенны.

Питание антенны осуществляют с помощью коаксиального кабеля и омега-трансформатора. Внешнюю жилу (экран) кабеля соединяют с точкой пересечения горизонтальных элементов антенны. Средняя жила кабеля соединена с омега-трансформатором, выполненным из отрезка провода диаметром 2—3 мм в изоляции, размещенного на расстоянии 0,002λ от диполя. Концы провода под-

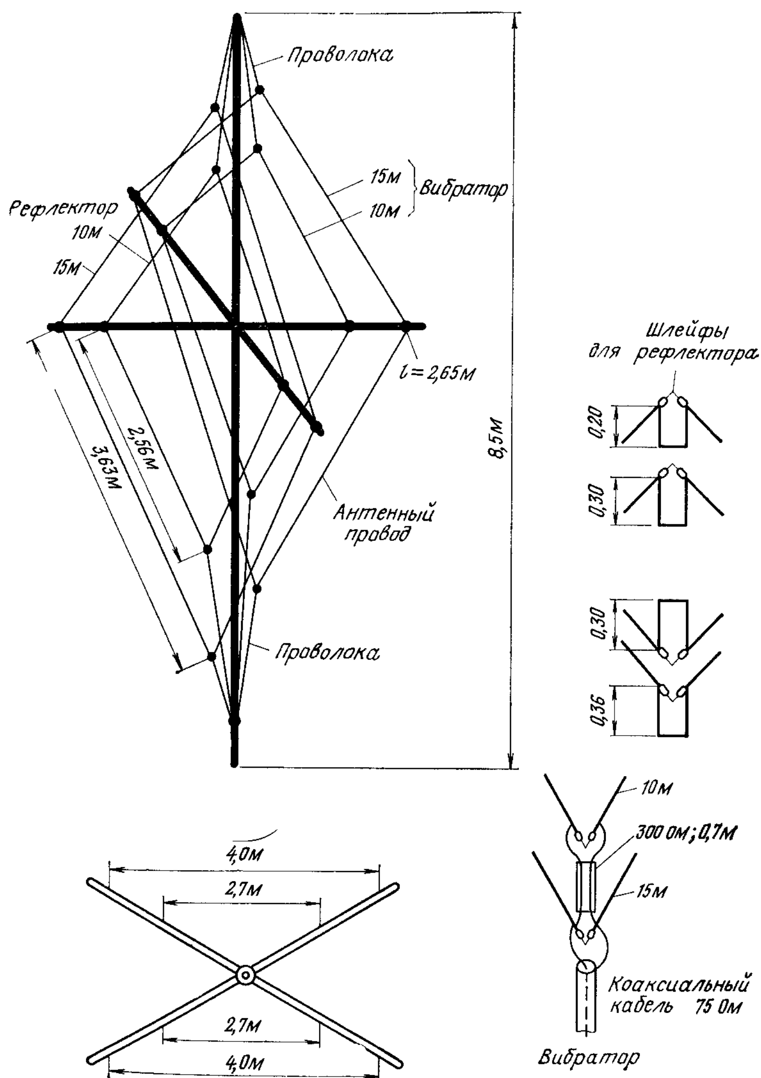


Рис. 5 135 Антенна 5А5ТО для диапазонов 21 и 28 МГц

ключены к диполю в точке изменения его диаметра от 22 мм до 19 мм (см. рис. 5.137г).

Конструктивное решение отдельных узлов антенны показано на рис. 5.137б, в, д.

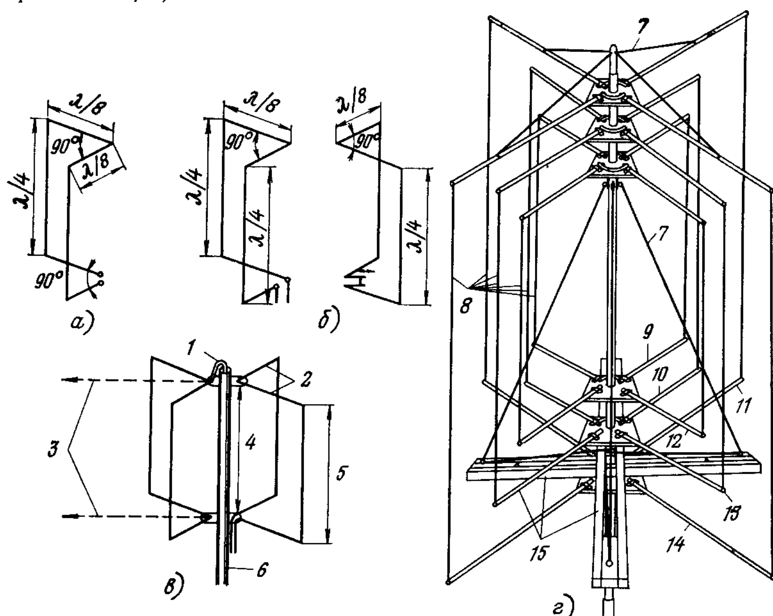


Рис 5 136. Антенна типа «клетка»:

а, б, в — основные элементы антенны; *г* — трехдиапазонная антенна VE1TG; *1* — линия питания; *2* — трубка длиной λ/8; *3* — направление излучения; *4* — изоляторы; *5* — алюминиевый провод ⌀ 3 мм; *6* — мачта; *7* — стилоновые растяжки; *8* — линия фазирования длиной λ/4; *9* — директор для диапазона 28 МГц; *10* — директор для диапазона 21 МГц; *11* — директор для диапазона 14 МГц; *12* — вибратор для диапазона 28 МГц; *13* — вибратор для диапазона 21 МГц; *14* — вибратор для диапазона 14 МГц; *15* — кронштейн

Настройка антенны осуществляется изменением длины вертикальных отрезков. Обычно настройку осуществляют на средней частоте диапазона, добиваясь максимального отношения *F/B*. Настройку по $K_{стU}$ проводят с помощью изменения длины шлейфа омега-трансформатора и его расстояния от диполя.

Рекомендуемые размеры элементов антенны типа «швейцарский двойной квадрат» приведены в табл. 5.23.

ТАБЛИЦА 5.23

Размеры элементов антенны типа «швейцарский двойной квадрат»

Средняя частота, МГц	28,50	21,20	14,15	7,05
Высота, м	2,95	3,96	5,94	11,94
Ширина рефлектора, м	3,08	4,17	6,25	12,52
Ширина директора, м	2,79	3,76	5,64	11,20
Расстояние между квадратами, м	1,05	1,40	2,10	4,26

Петлевая антенна типа «дельта». Рассмотренные нами конструктивные решения двух- и трехэлементной антенны типа «квадрат» не обеспечивают достаточной механической прочности, позволяющей антенне выдерживать большие ветровые нагрузки. Поэтому радиолюбители вели поиски более удачных с этой точки зрения решений.

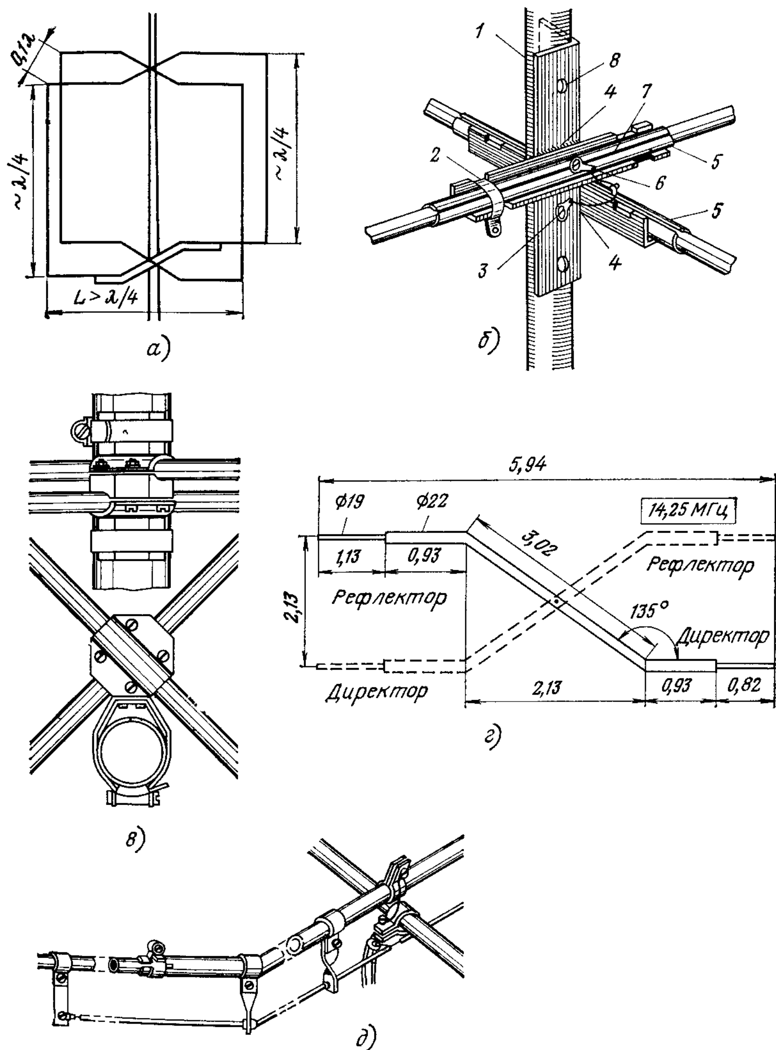


Рис 5 137. Антенна типа «швейцарский двойной квадрат»:
1 — мачта; 2 — зажим; 3 — заземлить только в одной точке; 4 — приварить; 5 — трубка изоляционная; 6 — соедиение средних частей элементов; 7 — щель; 8 — отверстие

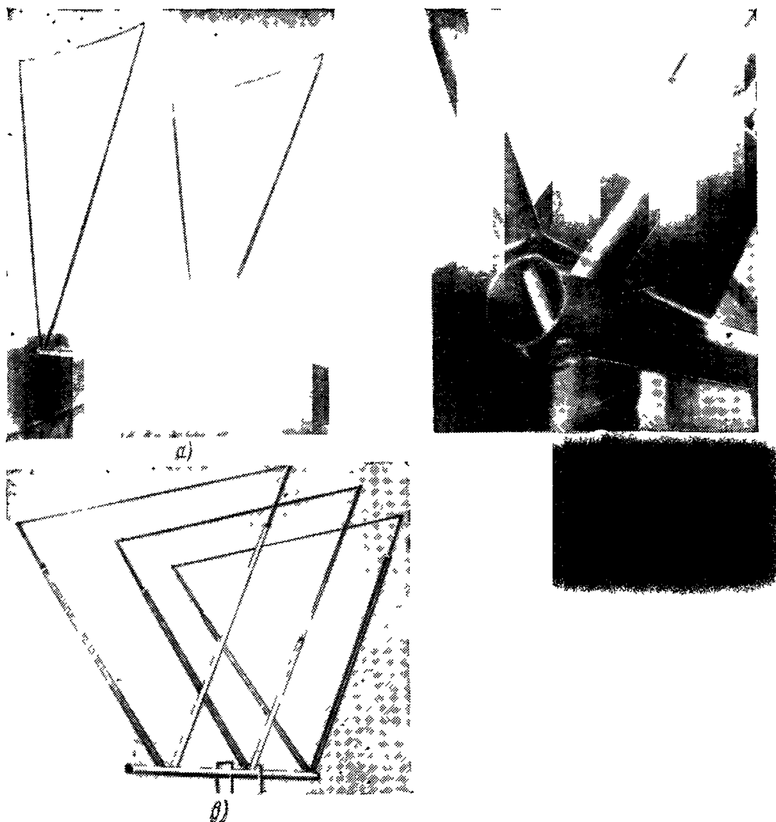
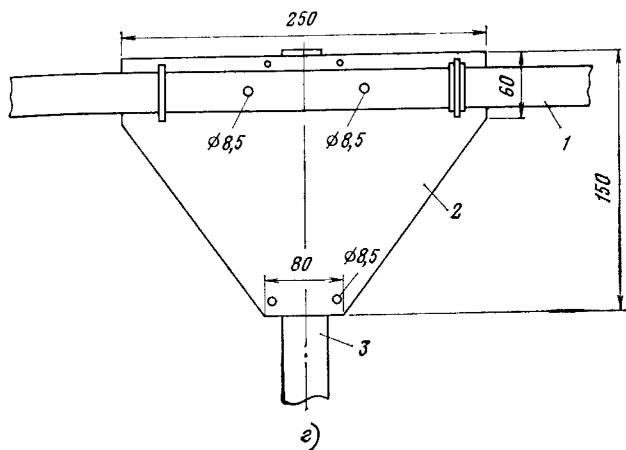


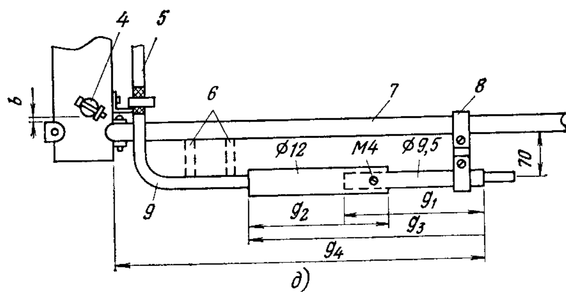
Рис. 5.138 Петлевая антенна типа «дельта»:
а — двухэлементная антенна; *б* — узел крепления; *в* — трехэлементная антенна; *г* — элемент крепления антенны;
1 — трубка алюминиевая 50 ... 100 мм; *2* — плита из алюминия толщиной 5 ... 6 мм, *3* — мачта ∅ 30 ... 50 мм; *4* — второй элемент; *5* — коаксиальный кабель с Z_0 50 ... 75 Ом; *6* — распорки; *7* — вибратор; *8* — короткозамыкатель, *9* — кабель без оплетки и экрана; *10* — перемычка; *11* — прокладка; *12* — под болт М8, *13* — присоединить к несущей конструкции; *14* — экран; *15* — элемент; *16* — перемычка; *17* — внутренняя жила в изоляции

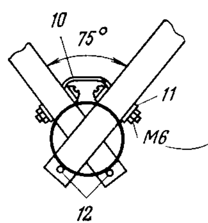
Радиолюбителю с позывными K8NV удалось получить весьма неплохую антенну (рис. 5.138). В качестве основного элемента антенны им был использован не элемент типа «квадрат», а элемент типа «дельта», т. е. петлевая антенна, имеющая конфигурацию, напоминающую греческую букву Δ.

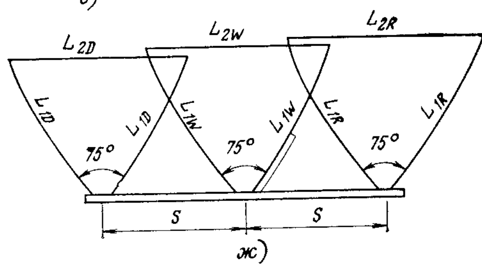
Практически вся антенна типа «дельта» выполняется из металла, что следует отнести к несомненным достоинствам конструкции. Другим ее преимуществом является малый нижний радиус поворота.

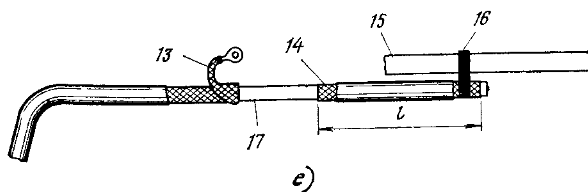
Антенна состоит из несущего элемента длиной 0,17 ... 0,2λ, выполненного из алюминиевой трубки диаметром 30 ... 50 мм. К этой трубке крепятся антенные элементы, имеющие длину около 0,35λ,


250
60
150
1
2
3
⌀8,5
⌀8,5
⌀8,5
80
г)


4
5
6
7
8
b
⌀12
M4
⌀9,5
70
9
g1
g2
g3
g4
д)


10
75°
11
M6
12


L2D
L2W
L2R
L1D
L1D
L1W
L1W
L1R
L1R
75°
75°
75°
S
S
ж)


13
14
15
16
17
l
е)

угол между которыми составляет 75°. Элементы антенны выполняются также из алюминиевых трубок диаметром 20...24 мм, а их верхняя часть выполняется из трубок меньшего диаметра. Вершины элементов соединяются между собой алюминиевым проводом диаметра 4...6 мм.

Антенна типа «дельта» может выполняться в виде двух- или трехэлементной антенной системы (рис. 5.138*а*, *в*). Несущий элемент антенны крепится к мачте с помощью алюминиевой плиты толщиной 5...6 мм (рис. 5 138*г*).

Питание антенны можно осуществлять с помощью или симметричной линии с волновым сопротивлением 240...300 Ом, используя Т-трансформатор, или асимметричной линии с волновым сопротивлением 50...75 Ом, используя гамма-трансформатор. Эти способы питания достаточно ясно иллюстрирует рис. 5 138*д*, *е*.

Длина периметра отдельных элементов антенны определяется из соотношений $c_D = 297/f$, $c_W = 307/f$ и $c_R = 314/f$, где частота f задана в мегагерцах, а длина периметра c — в метрах.

Боковые плечи элементов имеют одинаковую длину. Изменение периметра элемеита, что иеобходимо при настройке антенны, регулируется изменением длины горизонтальной части элемента. Рекомендуемые размеры элементов антенны сведены в табл. 5.24.

ТАБЛИЦА 5 24

Размеры элементов антенны типа «дельта» (к рис. 5.138)

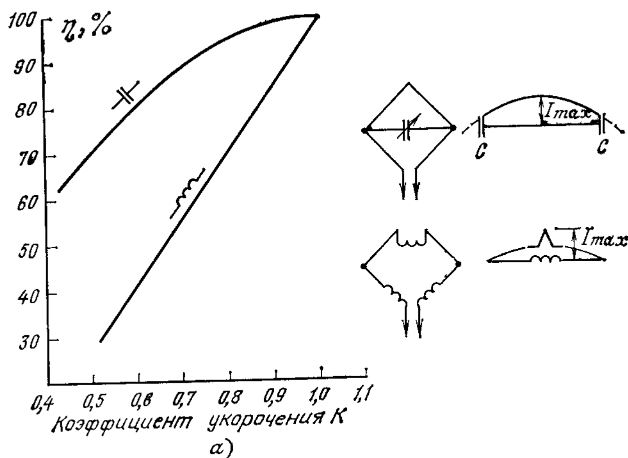
Диапазон, МГц	21	28	50	144
L_{1D}, м	—	—	2,13	0,66
L_{2D}, м	—	—	1,63	0,67
L_{1W}, м	5,02	3,66	2,16	0,71
L_{2W}, м	4,42	3,35	1,75	0,69
L_{1R}, м	5,1	3,66	2,18	0,75
L_{2R}, м	4,57	3,6	1,83	0,72
S, м	2,74	1,98	1,12	0,4
g_1, мм	—	228	203	—
g_2, мм	—	228	203	—
g_3, мм	—	400	340	215
g_4, мм	—	1016	420	342

Укороченная антенна типа «квадрат». Мы уже достаточно подробно описывали метод умеиьшения физической длины излучающих элементов путем включения в элемент антенны удлиняющих катушек индуктивности (см. § 5 5). Другой метод, реализованный радиолюбителем с позывными UB5UN, основывается на включении конденсаторов в точки антенны типа «квадратный ромб», соответствующие максимальным противофазным напряжениям (рис. 5.139)

Этот прием эквивалеитен увеличению концевых емкостей элементов Следует подчеркнуть, что такая антенна имеет больший КПД, чем антенна, в которой используются удлиняющие катушки индуктивности Дело в том, что в первом варианте на большей длине излучающих элементов сохраняется прежнее распределение тока, а укорочение осуществляется за счет той части элемента, по которой протекает ток с небольшой амплитудой Другими словами, в этом варианте выбрасывается та часть элемента, которая вносит малый вклад в общее излучение элемента

Использование данного метода позволяет вдвое снизить резонансную частоту петлевой антенны рассматриваемого типа (рис 5.139*б*). Кроме того, применение этого метода в обычной схеме петлевой антенны позволяет измеиять ее собственную резонансную частоту.

Еще одна возможность использования предложенного метода, иллюстрированная рис. 5.139*в*, сводится к созданию в одной антенной системе двух антенн, имеющих различные резонансные частоты. Таким способом, например, можно получить резонанс как на частоте 14 МГц, так и на частоте 21 МГц



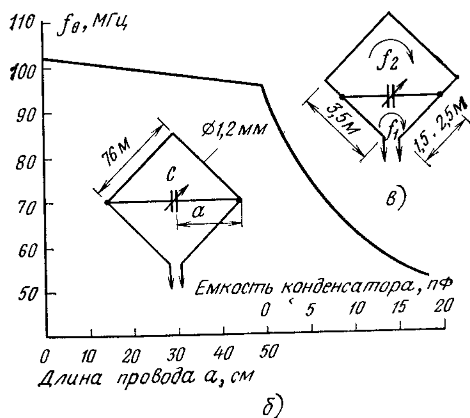


Рис 5.139 **К пояснению методов укорочения петлевой антенны:**
а — **зависимость КПД антенны от коэффициента** укорочения, *б* — изменение резонансной частоты, *в* — схема двухрезонансной антенны

Та же идея заключена в схемах антенны, предложенной радиолюбителями с позывными UB5CA и UB5UG (рис 5.140) Антенна может работать в трех диапазонах волн: 14; 21 и 28 МГц Оба элемента антенны соединены перекрещенным отрезком двухпроводной линии питания в ленточном диэлектрике длиной 2,3 м В каждый из элементов антенны включены отрезки линии длиной 1,7 м

В диапазоне 14 МГц резонанс антенны обусловлен всей длиной антенны, включая и шлейфы В диапазоне 21 МГц шлейфы создают

короткое замыкание на входных точках и тем самым увеличивают электрическую длину петлевой антенны на 4%. В диапазоне 28 МГц длина излучающей части антенны близка к $\lambda/2$.

Входное сопротивление антенны в различных диапазонах различно: в диапазоне 20 м оно равно 30 Ом, в диапазоне 15 м — 90 Ом, в диапазоне 10 м — 80 Ом.

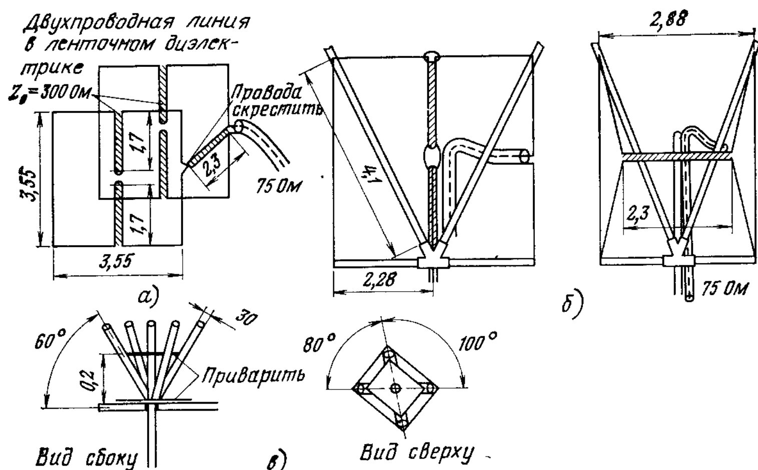


Рис. 5.140. Укороченная антенна UB5UG и UB5CA:
а — схема; *б*, *в* — конструктивное решение антенны

Достаточно хорошее согласование антенны можно получить, используя для питания два кабеля одинаковой длины с волновым сопротивлением 75 Ом, подключенных к антенне параллельно. В диапазоне 20 м к передатчику подключаются оба кабеля параллельно, а в диапазонах 15 и 10 м — только один кабель, а другой остается свободным. Естественно, что второй кабель вносит некоторую реактивную составляющую в точке его подключения к антенне. Чтобы избежать этого нежелательного эффекта, целесообразно электрическую длину обоих кабелей выбрать кратной нечетному числу четвертей волны. Тогда, закорачивая конец свободного кабеля (или, наоборот, сохраняя его разомкнутым), будем иметь на его входе (в месте подключения кабеля к антенне) бесконечно большое сопротивление, которое теперь не будет оказывать нежелательное шунтирующее действие и влиять на согласование системы в целом.

Конструктивное решение антенны достаточно ясно показано на рис. 5.140*б*, *в*. Добавим только, что в качестве несущих элементов, которые растягивают проволочные излучающие элементы, можно использовать или бамбуковые шесты, или стекловолоконные пруты.

5.7. Рамочные антенны

Петлевую антенну, рассмотренную в предыдущем параграфе, можно считать частным случаем более широкого класса рамочных антенн.

Типичным представителем рамочной антенны является круговая рамка радиусом a с периметром $c=2\pi a$, на которую навито n витков, причем $a\ll\lambda$. Одним из вариантов рамочной антенны является очень популярная ферритовая антенна, которую можно рассматривать как реализацию магнитного диполя.

Сопротивление излучения рамочной антенны, содержащей n витков радиуса a (в метрах) при условии, что $a\ll\lambda$, определяется согласно [10] по формуле

$$R_{\text{изл}} = 31\,200\,(n\,A_{\text{ф}}/\lambda^2)^2, \qquad (5.16)$$

где $A_{\text{ф}}=\pi a^2$ — размер физической апертуры антенны.

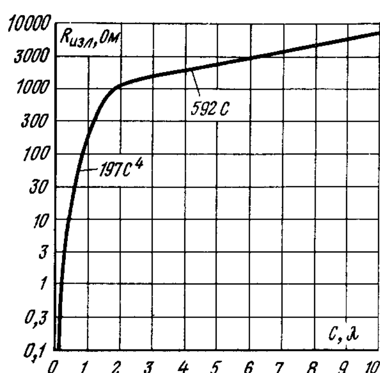


Рис 5 141. Зависимость сопротивления излучения рамочной антенны от периметра рамки c

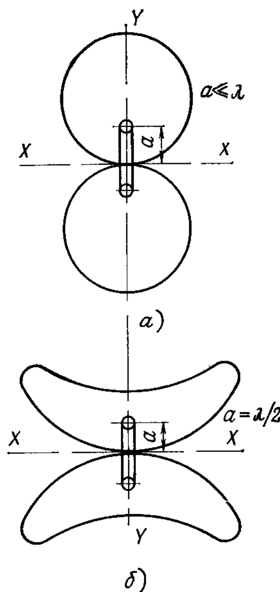


Рис. 5.142. Диаграммы направленности рамочных антенн

Длина намотки антенны $l=2\pi an=cn$ Отметим, что, сохраняя одну и ту же длину намотки и изменяя число витков, получаем максимальное значение сопротивления излучения для одновитковой рамочной антенны. Если радиус намотки остается одним и тем же, то при малом числе витков сопротивление излучения рамочной антенны мало ($n=1$, $a=0{,}05\lambda$, $R_{\text{изл}}=2{,}5$ Ом); с ростом числа витков сопротивление излучения увеличивается (рис. 5.141).

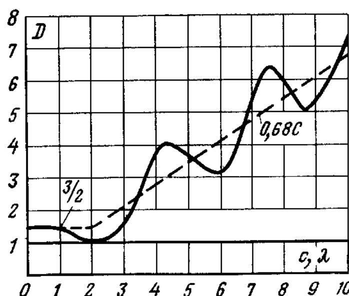
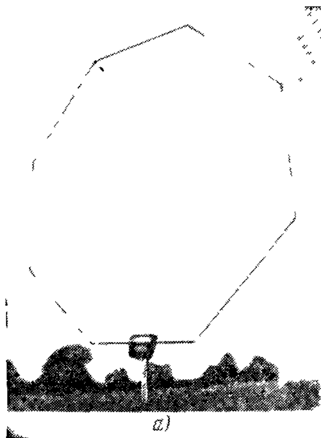
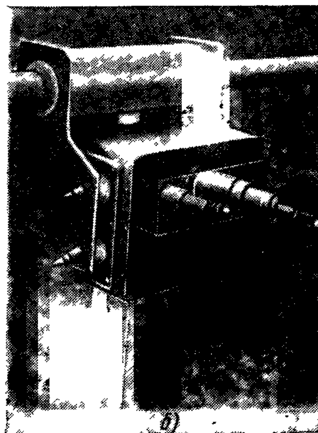


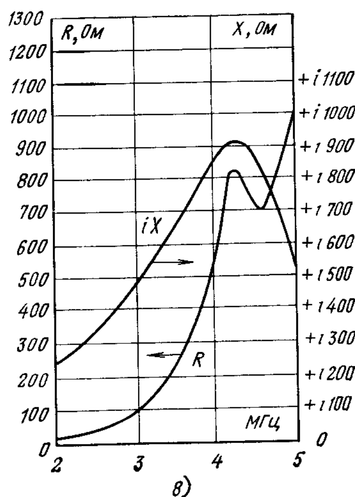
Рис 5 143. Зависимость коэффициента направленного действия рамочной антенны от периметра рамки c

Малое значеиие $R_{изл}$ при сравиительио большом сопротивлении потерь является причиной того, что рамочные антенны имеют, как правило, иизкое значение КПД.

Характериые диаграммы иаправленности двух типов рамочной антенны показаны на рис. 5.142. Направленность антенны, расположенной в свободном пространстве, растет при увеличении периметра контура (рис. 5.143). Меньшее влияние земли на иаправлениые свойства рамочной антенны позволяют при малых ее размерах осуществить более эффективную связь, чем при использовании дипольных антенн. Например, восьмиугольная рамочная антенна, длина диагоиали которой равна 3,6 м, а нижний край находится на высоте







Рнс 5 144 Рамочная антениа HB9AGK для диапазона 3,5 МГц (размер стороны — 2 м):
а — внешний внд; б — узел подключеиня питания; в — графикн изменения активной R и реактивной X составляющнх входного сопротивлення

1,2 м над поверхностью земли, эквивалентна полуволновому диполю, размещенному на высоте 12 м.

Еще раз отметим, что сопротивление излучения рамочных антенн обычно очень мало и поэтому необходимо уделить самое пристальное внимание проблеме снижения омических потерь антенны, особенно в местах соединения отдельных элементов Опыт радиолюбителей показывает, что в этом направлении можно добиться неплохих результатов. Сошлемся на рамочную антенну, сконструированную радиолюбителем с позывными HB9AGK (рис. 5.144). Заменив алюминиевые трубки диаметром 50 мм ленточной фольгой шириной 300 мм, удалось значительно улучшить первоначальное значение КПД, равное 3,7%.

Малое входное сопротивление антенны требует использования специальной системы питания Отметим, что рамочная антенна имеет большую добротность Графики изменения активной и реактивной составляющих входного сопротивления в зависимости от частоты показаны на рис. 5.144*в*.

5.8. Вертикальные диполи

В § 2.3 уже частично рассматривался вопрос о влиянии земли на характеристики излучения дипольных антенн. Изменение направленных свойств реального диполя при появлении волны, отраженной от идеального экрана, можно рассматривать как результат излучения мнимого диполя, являющегося зеркальным изображением реального (действительного) диполя.

Мнимый диполь (зеркальное изображение реального диполя) находится под поверхностью экрана на расстоянии, равном высоте подвеса реального диполя над экраном. В случае идеального экрана (т. е идеально проводящего бесконечно протяженного плоского экрана) в мнимом диполе протекают такие же токи, как и в реальном диполе. Если реальный диполь является вертикальным, то и его зеркальное изображение представляет собой вертикальный диполь. И, наконец, если нижний край реального диполя, длина которого равна $\lambda/4$, касается экрана, то зеркальный диполь является его продолжением, а вместе с реальным диполем составляет одиночный полуволновый диполь (рис. 5.145*а*), свойства которого достаточно хорошо известны

На практике роль экрана выполняет поверхность земли. Отличие поверхности земли от идеального экрана заключается как в конечной проводимости, так и в конечной диэлектрической проницаемости почвы. Это обстоятельство приводит к тому, что электромагнитное поле, проходящее через почву, частично поглощается и поэтому в зеркальном диполе наводятся токи меньшей амплитуды. Это, в свою очередь, приводит к изменению формы диаграммы направленности и снижению КПД антенны.

В мокрой почве, обладающей большим значением относительной диэлектрической проницаемости, происходит изменение электрической длины мнимого диполя, а также длины пути, по которому протекают наведенные в земле токи. Эти причины вызывают дальнейшее изменение формы диаграммы направленности антенной системы.

Уменьшить отрицательный эффект, вызванный рассмотренными причинами, можно применять искусственное заземление, т. е. укладывая под антенной систему проводов — противовесов (см. § 5.1).

При оценке энергетического баланса линии радиосвязи, использующей вертикальный вибратор, необходимо учесть потери в земле. Рассмотрим эквивалентную схему анализируемой антенны, представленную на рис. 5 145*в*. Коэффициент полезного действия антенны

$$\eta = R_{изл}/(R_{изл} + R_{пот} + R_з), \qquad (5.17)$$

где $R_{изл}$ — сопротивление излучения антенны; $R_{пот}$ — сопротивлени потерь; $R_з$ — эквивалентное сопротивление земли.

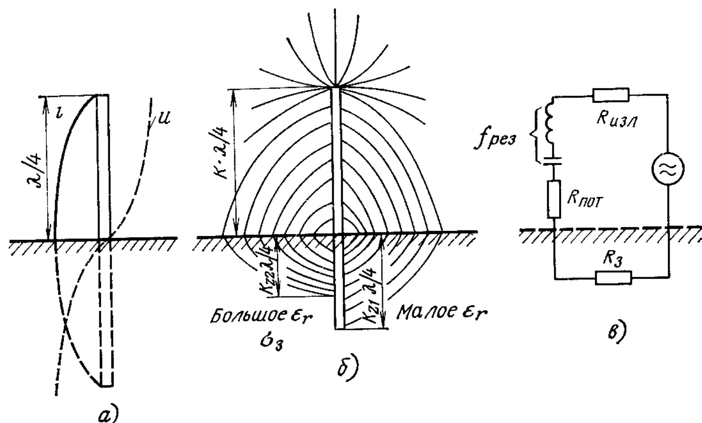


Рис 5 145 Вертикальный диполь·
а — распределение тока и напряжения в реальном источнике и его зеркальном изображенин; *б* — структура поля при различных значениях диэлектрической проницаемости землн, *в* — эквивалентная схема

Соотношение между мощностью, поднедеиной к антенне, P_A и мощностью, излученной антенной, $P_{изл}$ записывается обычным образом:

$$P_{изл} = \eta P_A. \qquad (5\ 18)$$

Диаграмма направленности антенны в горизонтальной плоскости имеет вид окружности. Если же рельеф местности, окружающей вертикальный диполь, неоднороден, то форма диаграммы в горизонтальной плоскости может существенно деформироваться В вертикальной плоскости диаграмма направленности определяется как высотой подвеса антенны, так и свойствами почвы (в первую очередь — проводимостью). Анализ диаграмм направленности, приведенных на рис. 5 146, показывает, что влияние свойств почвы больше всего сказывается при малых высотах подвеса антенны.

Как уже было выяснено ранее, система заземления в виде одиночного провода не является эффективной. Теория и практика показывают, что эффективной системой заземления является система проводов длиной около 0,4λ, звездообразно расположенных под антенной.

Эффективная длина дипольной антенны определяется по формуле (2.140). Для четвертьволнового диполя эффективная длина (здесь можно пользоваться и понятием эффективной высоты) определяется соотношением $l_{эфф} = \lambda/2\pi$. Напомним, что физическая длина ан-

тенны рассчитывается по формуле $l_ф = Kl_э$ (здесь $l_э = \lambda/4$), а значение коэффициента укорочения K получаем, пользуясь графиком на рис. 2.80.

Активную и реактивную составляющие входного сопротивления вертикальной антенны (в предположении, что она расположена над

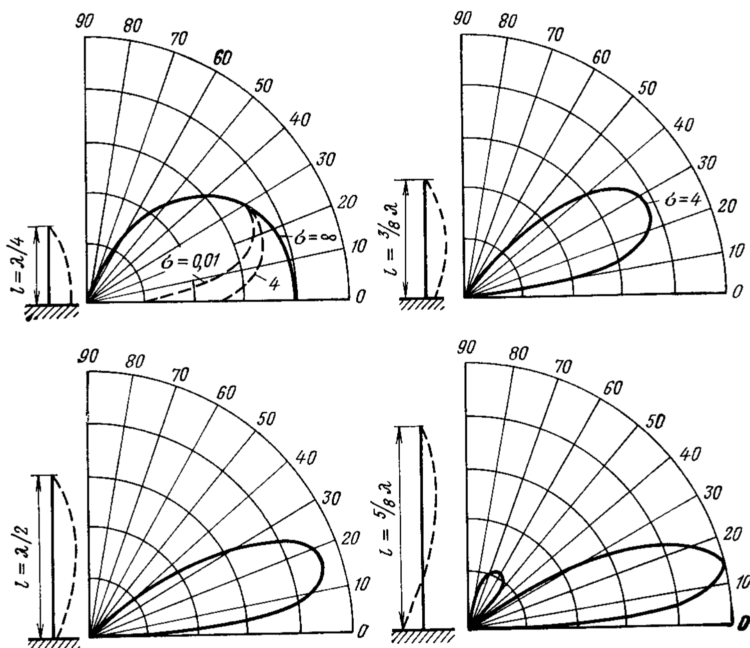


Рис 5 146 Диаграммы направлеииости в вертикальиой плоскости вертикальных вибраторов различной длины

идеально проводящей землей) можно определить, пользуясь графиками на рис. 2 84 и 2.85, а при малой длине антенны, т. е. при условии $l_э < \lambda/2$, — графиками на рис. 5.147.

Сопротивление излучения антенны определяется отношением l/d, где l — длина антенны (длина реальной+длина мнимой частей антенны), d — диаметр антенны:

$$R_{изл} = 138 \lg (1{,}15\, l/d). \qquad (5\ 19)$$

Добротность антенны, определяемая отношением $Q = R_{изл}/R_A$, невелика, так как $R_A = R_{изл} + R_{пот} + R_з$ содержит компоненту $R_з$, которая, как правило, очень велика. Поэтому и ширина полосы $B = f/Q$ обычно очень велика (в особенности для антенн с малым отношением l/d)

Отметим одно, на наш взгляд, очень важное обстоятельство, которое не всегда правильно трактуется радиолюбителями. Речь идет о том, что каждый вертикальный отрезок провода произвольной длины может быть использован в качестве антенны, а основной про-

блемой в даниом случае является достижение хорошего согласования за счет использования устройств, трансформирующих сопротивления, и компенсацин реактнвного сопротивления антенны.

Высота диполя влияет на форму диаграммы направленности антенны в вертикальной плоскости. Для связей на большие расстояиия наиболее выгодно использовать антенну, имеющую длииу $5\lambda/8$, так

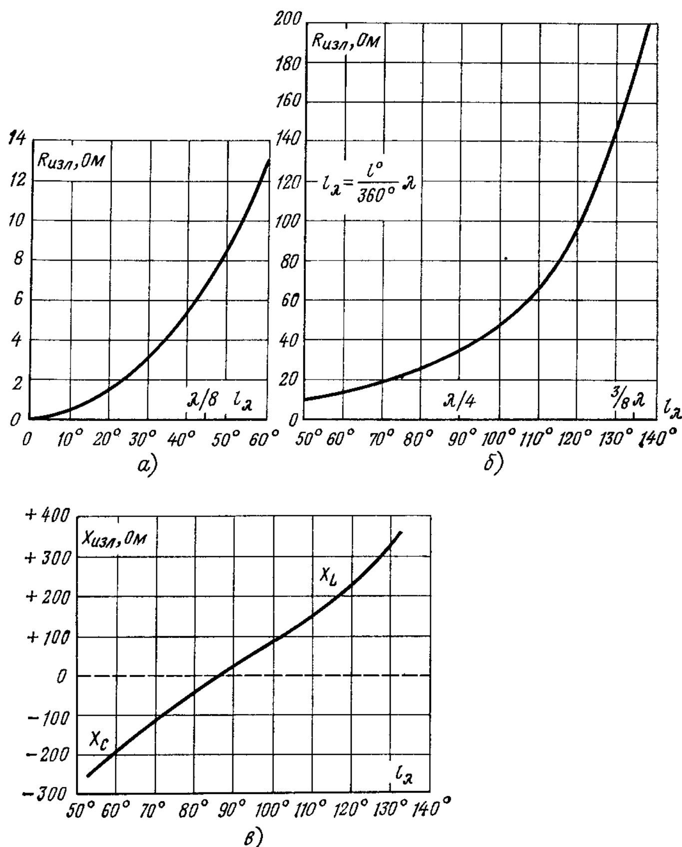


Рис. 5.147. Зависимость активиой $R_{изл}$ и реактивиой $X_{изл}$ составляющих сопротивлеиия излучения вертикального вибратора от его длины, выражеииой в градусах

как она излучает под сравнительно малыми углами к горизонту, имеет входное активиое сопротивление $R_А=70$ Ом и реактивное $X_А=200$ Ом, которое весьма иетрудно скомпенсировать.

Антенна GP. Название антенна получила от первых букв английских слов «плоская земля». Достаточно часто встречается и ее полное изавание — антенна «граунд плейи».

Схема антенны приведена на рис. 5.148*а*. Антенна содержит вертикальный диполь и систему заземления в виде четырех проводов (или труб) длиной λ/4, соединенных вместе и звездообразно расходящихся в разные стороны.

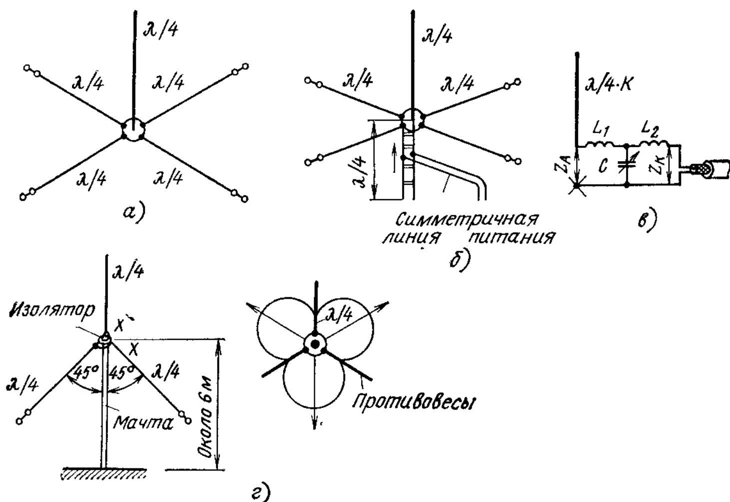


Рис. 5.148. Антенна GP:
а — схема; *б* — способ согласования с помощью четвертьволновой линии; *в* — способ согласования с помощью Т-трансформатора, выполненного на сосредоточенных элементах *L*, *C*; *г* — антенна типа «треножник»

Для согласования входного сопротивления антенны $R_A = 35$ Ом с линией, имеющей волновое сопротивление 75 Ом, используется четвертьволновый трансформатор, выполненный из кабеля с волновым сопротивлением $Z_0 = 50$ Ом. При использовании линии питания с волновым сопротивлением $Z_0 = 50$ Ом или $Z_0 = 300$ Ом применяют специальный четвертьволновый разомкнутый шлейф, на котором находят точки с сопротивлением, равным 50 или 300 Ом (рис. 5.148*б*). Более полная информация по этому вопросу содержится в § 2.2.

Часто вместо трансформирующей линии используют Т-трансформатор, выполненный на сосредоточенных элементах *L* и *C* (рис. 5.148*в*), который также подробно анализировался в § 2.2.

Изменением угла между вертикальной антенной и противовесами (рис. 5.148*г*) можно в некоторых пределах (от 35 до 75 Ом) регулировать входное сопротивление антенны. При угле $\varphi = 135°$ и использовании трех противовесов входное сопротивление антенны составляет 50 Ом, что позволяет возбуждать антенну непосредственно с помощью коаксиального кабеля. Такая схема антенны получила название *антенна «треножник»*. При использовании четырех проводов-противовесов входное сопротивление составляет 44 Ом. Отметим, что в данном варианте антенна в горизонтальной плоскости не имеет идеальной круговой диаграммы.

Если и дальше увеличивать угол между излучающим вибратором и противовесами, то в пределе при $\varphi = 180°$ получим полуволно-

вый диполь. Питающий кабель проводят вдоль тела мачты. Провода-противовесы должны быть изолированы от тела мачты и образовывать с ней симметричную систему. Полученная таким образом антенна имеет название *антенна «рукав»*. Отметим, что ее характеристики такие же, как и у полуволнового диполя. Размеры антенны GP приведены в табл. 5.25.

ТАБЛИЦА 5.25

Высота четвертьволновой антенны

Диаметр элемента, мм	Высота, см, для средней частоты, МГц				
	28,8	28,3	21,1	14,05	7,07
2	254	259	347	522	1037
6	253	258	346	521	1036
20	252	257	345	519	1032
40	250	255	344	517	1030

Заземленные вертикальные антенны. Антенна GP требует использования прочного (как в электрическом, так и в механическом смысле) вибратора. При работе в низкочастотном диапазоне необходимо использовать мачты очень большой высоты и применять специальные изоляторы. Эти причины вызывают очевидные трудности при конструировании.

Были найдены технические решения, направленные на преодоление недостатков этой схемы антенны. Идея модернизации антенны достаточно проста и основывается на том, что нижний край антенны имеет незначительный относительно земли потенциал и поэтому может быть заземлен. Питание антенны в этом случае осуществляется с использованием гамма-трансформатора (рис. 5.149).

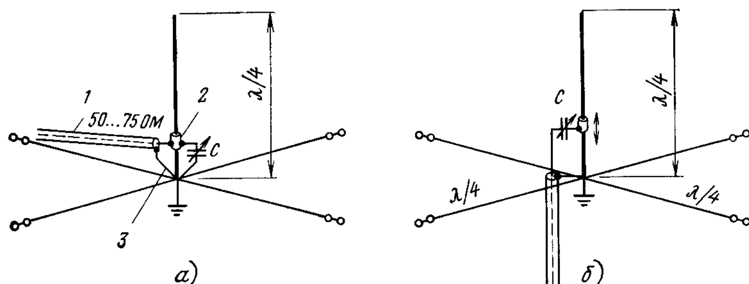


Рис. 5.149. Антенна GP с шунтовым питанием:
1 — коаксиальный кабель; 2 — точка подключения питания; 3 — провод, соединяющий внешний экран кабеля с точкой соединения противовесов

Такое решение имеет ряд достоинств, в первую очередь связанных с возможностью установки мачты на жестком фундаменте, а также с возможностью соединения основания мачты с системой заземления. Это позволяет получить бо́льшее значение КПД, чем с изолированной антенной.

Конденсатор гамма-трансформатора должен быть переменным ($C_{max}=500$ пФ), он укрепляется непосредственно на теле мачты.

Можно увеличить входное сопротивление антенны GP, выполняя ее как петлевой диполь. Для этого от верхнего конца мачты проводят кабель, который располагают на некотором расстоянии вдоль тела мачты (рис. 5.150*а*). Входное сопротивление зависит от соотношения диаметров дополнительного и основного провода антенны. Если использовать провода одинаковых диаметров, то $R_А = 4\times35=140$ Ом и антенну можно возбуждать с помощью линий с волновым сопротивлением 75 Ом с использованием трансформатора сопротивлений.

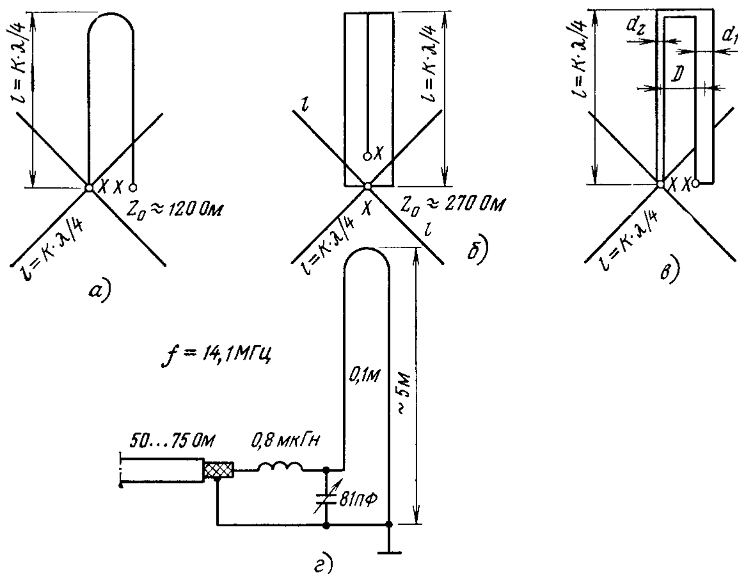


Рис. 5.150. Петлевая антенна GP

Если антенна выполнена из двух параллельных проводов, к которым параллельно подключен третий провод (рис. 5.150*б*), то входное сопротивление равно 300 Ом, что позволяет в качестве линии питания использовать симметричную двухпроводную линию в ленточном диэлектрике.

Если мачта антенны изготовлена из диэлектрика, а вдоль тела мачты проходят два провода, то питание можно осуществить, применяя коаксиальный кабель и трансформатор на сосредоточенных элементах L и C (рис. 5.150*г*).

Антенна GP с согласованным сопротивлением. Из графиков на рис. 5.147 следует, что антенна с электрической длиной $l_э=0{,}28\lambda$ обладает входным сопротивлением 50 Ом, а антенна с электрической длиной $l_э=0{,}311\lambda$ — сопротивлением 75 Ом. Это обстоятельство позволяет подключить питающий коаксиальный кабель непосредственно к антенне. Отметим, что в этом случае входное сопротивление антенны имеет реактивные составляющие, равные 100 и 180 Ом со-

ответственно. Реактивность антенны иосит индуктивиый характер, и поэтому для ее компенсации иеобходимо использовать дополнительные емкости (рис. 5.151). Основные размеры антенны указаны в табл. 5.26.

Укороченная антенна GP. Укороченный диполь ($l<\lambda/4$) обладает малым сопротивлением излучения и значительной реактивной составляющей, имеющей емкостный характер. Поэтому для согласования диполя необходимо его удлинить, что достигается с помощью катушки индуктивности. На этой катушке можно найти такую точку, в которой осуществляется трансформация сопротивления диполя в волновое сопротивление коаксиальной лннии питания (рис. 5.152*а*).

Антенну можно также удлинить, используя сосредоточенную емкость, размещенную на верхнем конце диполя (рис. 5.152*б*). В этом случае распределение токов вдоль диполя приближается к равномерному (рис. 5.152*г*).

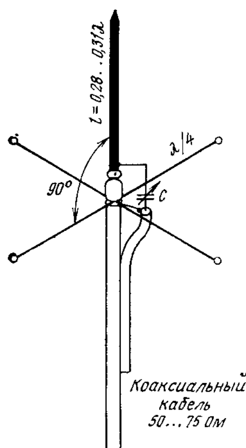


Рис. 5.151. Антенна GP с согласованным сопротивлением (размеры указаны в табл. 5.26)

ТАБЛИЦА 5.26

Основные параметры согласованной антенны GP (к рис. 5.151)

Частота, МГц	7,05		14,1		21,1		28,1	
Волновое сопротивление, Ом	52	75	52	75	52	75	52	75
Длина вибратора, м, для диаметра, мм,								
2	11,66	13,11	5,93	6,58	3,96	4,40	2,97	3,29
6	11,85	13,10	5,91	6,56	3,95	4,39	2,94	3,25
20	11,77	13,00	5,88	6,53	3,87	4,30	2,89	3,19
40	11,64	12,86	5,76	6,40	3,83	4,25	2,84	3,14
Длина противовеса, м	10,40		5,20		3,49		2,62	
Максимальная емкость, пФ	250		150		130		100	

Еще одна возможность удлинения диполя связана с включением на конце диполя совместно ряда сосредоточенных и распределенных элементов (см. рис. 5.152*в*). Здесь концевая емкость создается штырем длиной около 1,5 м, которому предшествуют диск, диаметром около 1,1 м, выполненный из проводов, и катушка индуктивности, содержащая 40 витков, диаметром 60 мм.

Следует иметь в виду, что данная антенна, как, впрочем, и все укороченные антенны, более узкополосны (рис. 5.152*д*).

Вертикальные полуволновые диполи. Эти антенны при условии, что они расположены на значительной высоте над поверхностью земли, могут представлять интерес с точки зрения организации радиосвязи на протяженных линиях связи.

Достаточно часто для создаяия таких антенн используют уже существующие антенные системы, например днпольные аитенны для диапазона 80 м. К существующей дипольной антенне при помощи изоляционного канатика подвешивают однн край полуволновой дипольной вертикальной антенны, работающей в диапазонах 15 или

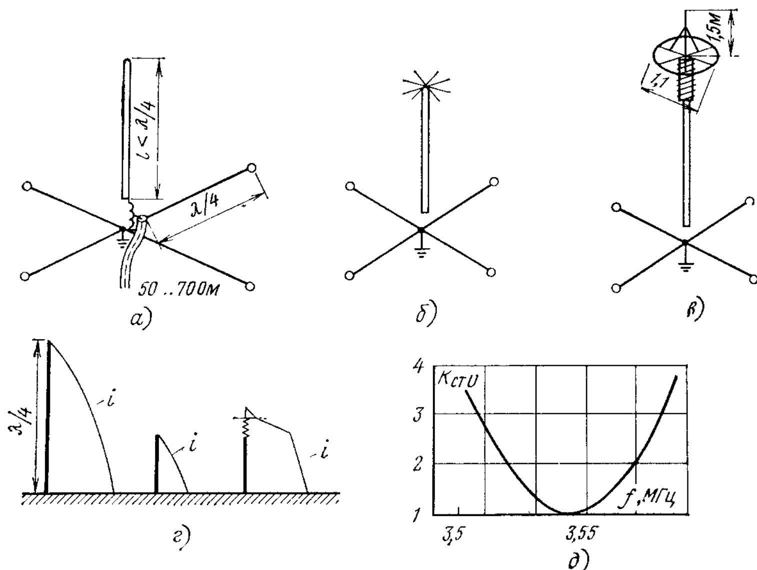


Рис. 5.152. Укороченная антенна GP:
а — удлинение антенны за счет включения катушки индуктивиости; *б* — удлинение антенны за счет включения сосредоточенной емкости на верхнем конце диполя; *в* — распределение токов; *г* — удлинение антенны с помощью резонансного контура ($f_{рез}$=4 МГц); *д* — изменение $K_{ст\ U}$ в диапазоне частот для антенны на рис. *в*

10 м (рис. 5.153*а*). Нижиюю часть антенны обычно закрепляют с помощью изоляционного троса.

Расчетная длина такой антенны легко определяется по формуле $l=145/f$ (f — задана в мегагерцах, а l — в метрах).

Из нескольких полуволновых антенн можно создать направленные системы, описанные в § 5.2.

Вариантом полуволновой антенны, обладающей хорошими параметрами и простой конструкцией, является *антенна J*, показанная на рис. 5.153*б*. Это — антенна-мачта, имеющая высоту 3λ/4; ее нижняя часть представляет собой четвертьволновый трансформатор. Настройка антенны производится путем изменения точки подключения питающего кабеля и контролируется по интенсивности свечения неоновой лампочки, расположенной в точке *А*. При настройке антенны интенсивность свечения лампочки максимальна.

Многодиапазонные антенны GP. Создание многодиапазонных антенн, расширяющих возможности радиолюбительских связей, на базе антенн GP осуществляется путем объединения в одну систему ряда одиночных антенн. Такое решение, при котором противовесы

антени соедииены в одиой точке, резко сокращает габаритные размеры системы по сравнению с группой одиночных антенн GP.

Основное внимание в данном случае уделяется снижению взаимного влияния друг на друга отдельных антенн. Наиболее удачные решения реализованы в конструкциях антенн, рассмотреиных ниже.

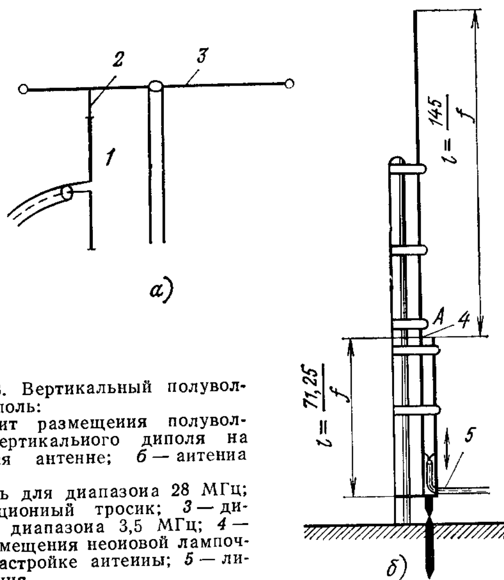


Рис. 5.153. Вертикальный полуволиовый диполь:
а — вариаит размещеиия полуволнового вертикальиого диполя на нмеющейся антенне; *б* — аитенна типа J;
1 — диполь для диапазоиа 28 МГц; *2* — изоляциониый тросик; *3* — диполь для диапазоиа 3,5 МГц; *4* — место размещения неоиовой лампочки при настройке аитеииы; *5* — линия питания

Четырехдиапазонная антенна GP. Антенна состоит из антенны-мачты высотой 9,95 м, имеющей резонанс в диапазоне 40 м (рис. 5.154*а*). Антенна-мачта заземлена и в точке заземления соединена с несколькими противовесами, нмеющими длину 10,35 м и наклоненными под углом 135°, благодаря чему ее входное сопротивление составляет 50 Ом.

В диапазоне 20 м роль излучателя выполняет другой вибратор, выполненный в виде антенны-мачты высотой 4,98 м. Противовесы для этого диапазона имеют длину 5,20 м и также наклонены под углом 135°.

В диапазоне 10 м используется вибратор длиной 2,45 м и соответствующая ему система протнвовесов.

В диапазоне 15 м на самой высокой антенне-мачте, т. е. на антенне высотой 9,85 м, укладывается 3/4 длины волны, что обеспечивает достаточно эффективный процесс излучения в этом диапазоне. Использованне противовесов длиной 3,5 м упрощает согласование в этом диапазоне излучения.

Концы парциальиых антенн отделены друг от друга диэлектрическими распорками.

К недостаткам данной схемы следует отнести высокое расположенне основания антенны (около 7 м), что обусловлено применением противовесов, расположенных под углом в 135° к основанию мачты. Этот недостаток можно устранить, располагая провода-противовесы

в горизонтальной плоскости. Правда, это приводит к ухудшению согласования антенны, так как сопротивление излучения уменьшается до 30 Ом.

В последнем случае улучшения согласования можно достичь двумя способами. В диапазоне 40 м вибратор возбуждается через гамма-трансформатор. В остальных диапазонах вибраторы удлиняются до размеров, указанных в табл. 5.25, и возбуждаются через конденсаторы (рис. 5 154*б*).

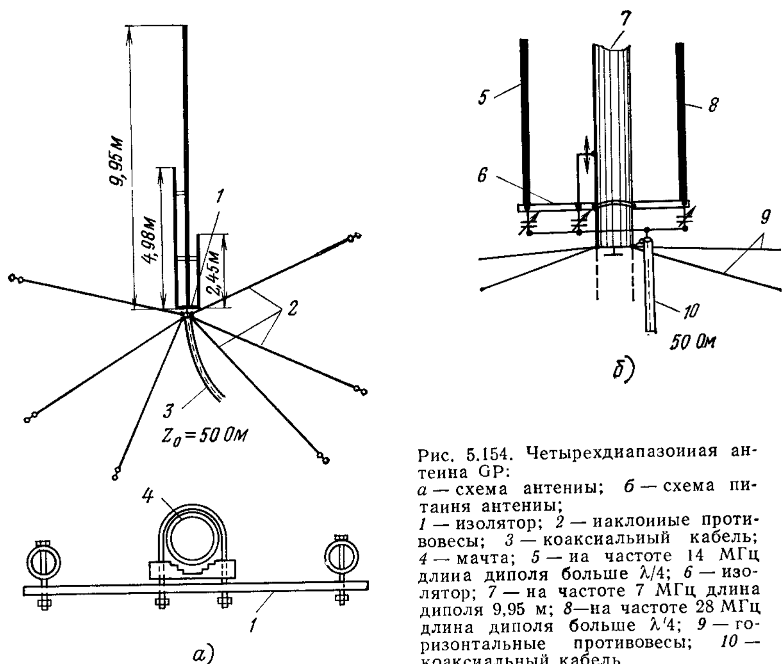


Рис. 5.154. Четырехдиапазонная антенна GP:
а — схема антенны; *б* — схема питания антенны;
1 — изолятор; *2* — наклонные противовесы; *3* — коаксиальный кабель; *4* — мачта; *5* — на частоте 14 МГц длина диполя больше λ/4; *6* — изолятор; *7* — на частоте 7 МГц длина диполя 9,95 м; *8*—на частоте 28 МГц длина диполя больше λ/4; *9* — горизонтальные противовесы; *10* — коаксиальный кабель

Основным достоинством данной схемы, впрочем, как и ее одиночного аналога, является возможность заземления основания мачты-антенны.

Пятидиапазонная антенна GP. Одиночную антенну GP можно приспособить для работы в пяти диапазонах частот. Такая антенна имеет незаземленную антенну-мачту высотой 8,6 м и диаметром 25 мм.

Противовес в виде ряда горизонтально расположенных проводов имеет ту же длину (рис. 5.155). Антенна соединена с коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 50 Ом длиной 22 м, который нагружен на емкость, служащую для настройки антенны.

На расстоянии 2,9 м от конца коаксиального кабеля (т. е. от места присоединения к нему настроечного конденсатора *С*) подключается собственно линия питания, выполненная также в виде коаксиального кабеля.

Конденсатор имеет максимальную емкость 150...200 пФ на коротких волнах и около 400 пФ в диапазоне 80 м. Так как настроеч-

ная линия имеет достаточно большую длину (около 22 м), то конденсатор, служащий для настройки антенной системы, может быть расположен непосредственно на самой станции. Практика показывает, что данная антенна может реализовать следующие значения коэффициента стоячей волны: $K_{стU}=3\dots4$ для диапазона 80 м,

Рис. 5.155. Пятидиапазонная антенна GP

$K_{стU}=1{,}5$ для диапазонов 40; 20; 15 м и $K_{стU}=2$ для диапазона 10 м.

Трехпозиционная антенна LA1EI. Антенна-мачта высотой 13 м и имеет на высоте 0,7 м отвод, подключенный к первой линии A (рис. 5.156). Основание антенны-мачты соединяется через конденсатор с емкостью $C=88$ пФ со второй линией B, а через катушку с индуктивностью $L=2{,}8$ мкГ — с третьей линией C.

Эта линия длиной $l=n14$ м подключены к трехпозиционному тройному переключателю. Входное сопротивление антенны в диапазонах 3,5 м и 14 МГц составляет 75 Ом. В диапазоне 7 МГц входное сопротивление зависит от длины линии, точнее от величины n, а именно, для $n=1, 3, 5, \dots$ $R_A=140$ Ом, а для $n=2, 4, 6, \dots$ $R_A=$

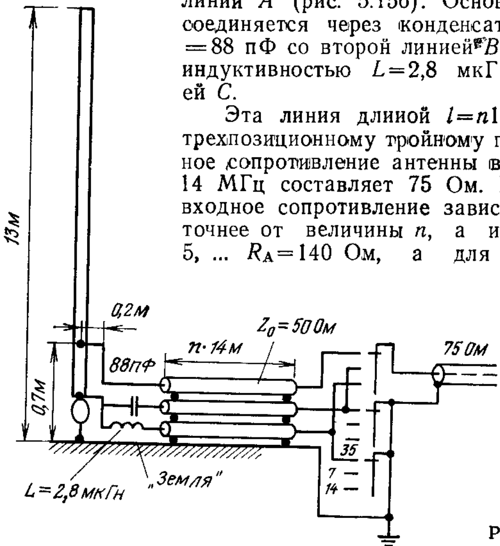


Рис. 5.156. Трехдиапазонная антенна LA1EI

$=34$ Ом. Добавим, что в диапазоне 14 МГц антенна имеет направленные свойства, аналогичные свойствам антенны высотой $5\lambda/8$.

Антенны для подвнжных станций. Антенны диапазона КВ, установленные на автомашннах, имеют длнну не более 2...3 м н предназначены для работы преимущественно в днапазоне 3,5 МГц. Следовательно, электрическая длина антенн составляет $0{,}024 \ldots 0{,}037\lambda$, при которой согласно графикам на рнс. 5.147 сопротивление излучения находнтся в пределах 0,4...0,9 Ом.

Согласование такой антенны с передатчиком достаточно затрудиено. Согласующая снстема обычно подключается через катушку индуктивности, сопротнвление потерь которой исчнсляется несколькими омамн. Кроме того, на работе антенны сказывается влиянне земли, которое приводит к дополнительным потерям. Эквивалентные потери, обусловленные влнянием земли согласно графнку на рнс. 5.145*в*, изменяются от нескольккх ом до несколькнх сотен ом. Поэтому результирующее значенне коэффициента полезного действия антенны составляет долн или несколько еднниц процентов.

Если в качестве антенны для передвижных станций использовать антенну GP, то ее следует возбуждать непосредственно через коакснальный кабель, а согласование с передатчиком осуществлять через его выходной каскад, добавляя к последнему экраннрованную катушку индуктнвностн с большой добротностью.

Практика показывает, что наиболее выгодным способом удлинения антенны является созданне сосредоточенной концевой емкости.

5.9. Антенна DDRR

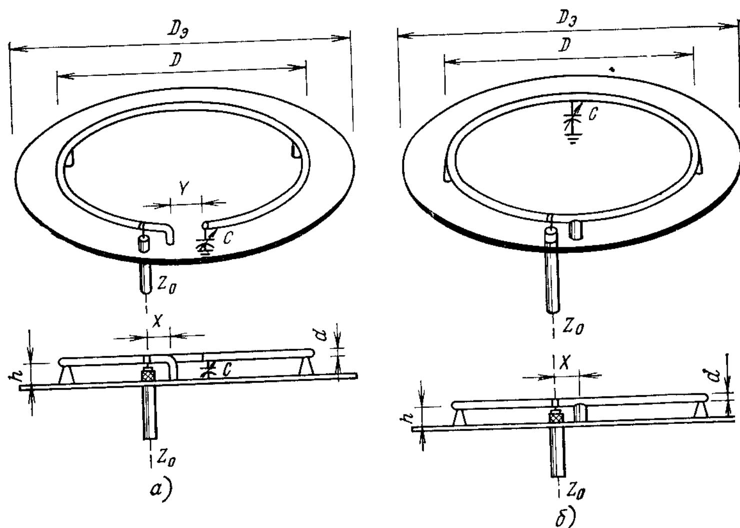
Размещая рамочную антенну параллельно поверхности землн, получаем антенну с вертикально поляризованной волной нзлучения. Еслн вместо реальной землн нспользовать металлический экран, то можно тем самым значительно увелнчить КПД антенны.

Такое техническое решенне было реализовано радиолюбителем с позывнымн W6UYH, который назвал свою антенну DDRR, что соответствует первым буквам английского названия антенны, которое в переводе означает «всенаправленный круговой излучатель». Антенна, нмеющая небольшую высоту н достаточную механическую прочность, широко нспользуется на подвижных объектах.

Антенна DDRR (рис. 5.157) по сравнению с четвертьволновой антенной GP нмеет меньшее уснление (около 2,5 дБ), но обладает значительно большей шнрокополосностью, что позволяет достаточно просто осуществить перестройку антенны для работы почтн в двукратном частотном диапазоне. В горизонтальной плоскости антенна имеет круговую диаграмму направленностн.

Антенна DDRR состонт из вибратора, имеющего электрическую длину $\lambda/4$ и выполненного в виде кольцевой рамки диаметром $D=0{,}078\lambda$. Вибратор размещен над металлнческим экраном диаметром $D_э=2D$ на расстоянии от него $h=0{,}007\lambda$. Однн конец вибратора соединен с экраном, а второй — с подстроечным конденсатором *C*, вторая обкладка которого также соединена с экраном. Конденсатор, подключенный к концу внбратора, должен быть рассчитан на высокое напряжение. Вибратор укрепляется над экраном с помощью изоляторов, которые должны иметь малые потери. Излученне антенны обусловлено наличием щели между вибратором н экраном.

Основные размеры антенны указаны в табл. 5.27. Настройку антенны осуществляют изменением емкости конденсатора *C*, благодаря чему изменяется резонансная частота антенны. Далее выбирают место подключения питающего кабеля к антенне. При этой операции стараются добиться наименьшего значения $K_{стU}$. Потом



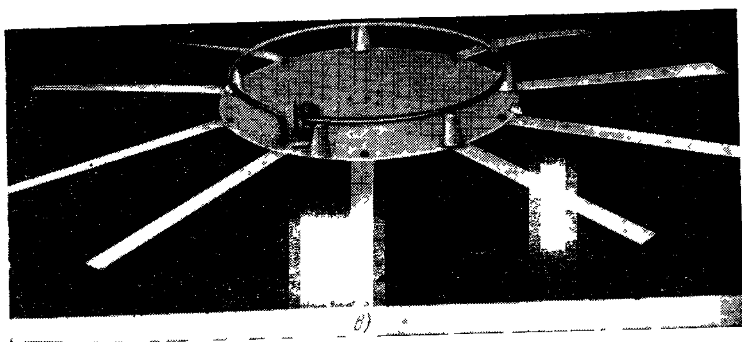


Рис 5.157 Антенна DDRR:
а — четвертьволновый, *б* — полуволновый вариант, *в* — антенна с экранами специальной формы

с помощью изменения емкости *C* производят коррекцию резонансной частоты.

В диапазонах 21 и 28 МГц эту антенну можно выполнить как полуволновую (см. рис. 5.157б). В данном случае излучающая рамка в одном месте заземлена, а в диаметрально противоположном

ТАБЛИЦА 5.27

Размеры антенны DDRR (к рис. 5.157)

Диапазон, МГц	D, мм	h, мм	A, мм	d, мм	X, мм	Емкость C, пФ
3,5	5485	610	300	120	155	100
7	2475	305	150	60	80	75
14	1375	152	75	25	40	50
21	1015	114	50	12	30	35
28	685	76	50	10	15	25

месте имеет подстроечный конденсатор. Место подключения питания вновь выбирается с точки зрения наилучшего согласования. Усиление полуволновой антенны на 1 дБ больше, чем усиление четвертьволновой антенны.

В антеннах, предназначенных для работы в диапазонах 40 и 80 м, размеры экрана становятся достаточно большими. Поэтому целесообразно использовать экраны, показанные на рис. 5.157*в*.

Глава 6

УЛЬТРАКОРОТКОВОЛНОВЫЕ АНТЕННЫ

6.1. Вводные сведения

Расчеты, проведенные в § 4.4 и касающиеся энергетического баланса линии радиосвязи, работающей в диапазоне УКВ, показали, что в этом диапазоне единственной возможностью установления устойчивой радиосвязи является использование антенн с большим усилением Дело в том, что напряженность электрического поля волны, распространяющейся в свободном пространстве, уменьшается с ростом частоты электромагнитного колебания. Такая же зависимость, т. е. уменьшение напряженности электрического поля распространяющейся волны, обнаружена и при других способах распространения радиоволн. Кроме того, с ростом частоты растет мощность собственных шумов приемного устройства. Эти обстоятельства приводят к уменьшению отношения сигнал/шум на выходе приемного устройства

Антенны, используемые радиолюбителями для организации радиосвязи в этом частотном диапазоне, имеют большое усиление, достигающее 30 дБ. Размеры раскрыва антенны (апертуры), необходимые для реализации большого усиления антенны, можно определить с помощью графиков, приведенных на рис. 6 1. Следует также отметить, что в этом диапазоне особое значение приобретают вопросы точности изготовления поверхности антенны. Дело в том, что допустимое отклонение отражающих поверхностей антенны от идеальной поверхности не должно превышать долей длины волны. Такие же жесткие требования накладываются на точность расположения отдельных элементов антенны (например, на установку пассивных элементов антенны) Невыполнение указанных требований приводит к значительному падению усиления антенны, росту уровня боковых лепестков и другим нежелательным последствиям.

Есть еще одна специфическая особенность работы в этом частотном диапазоне, накладывающая ужесточенные требования на антенную систему. Речь идет об антенном тракте, т. е. о линии питания антенн Если в диапазоне КВ можно было удовлетвориться достаточно слабой степенью согласования линии питания с антенной, что не приводило к заметным отрицательным последствиям, то

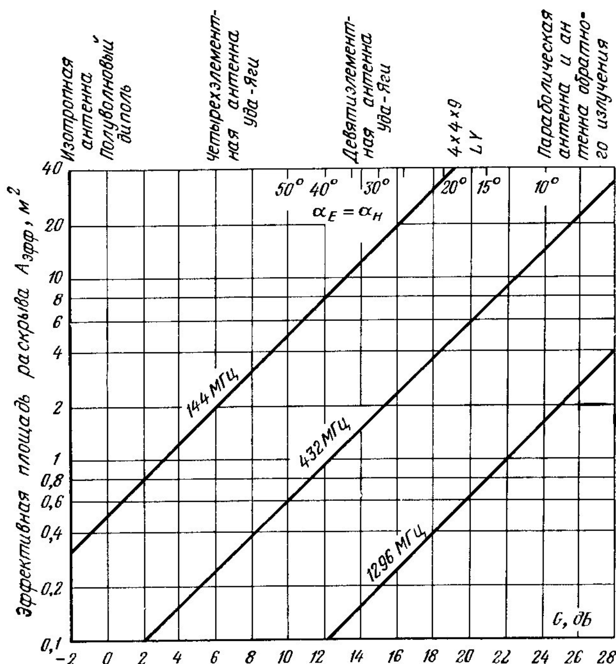


Рис 6 1 Зависимость усиления антенны от ее эффективной площади раскрыва

в диапазоне УКВ эти требования значительно жестче. Кроме того, предъявляются очень жесткие требования к допустимому уровню потерь в линии питания, особенно в тех случаях, когда работа на линии радиосвязи проводится с малыми уровнями принимаемого сигнала Как было показано в гл. 4, потери в приемном тракте оказывают дважды вредное воздействие: уменьшают уровень сигнала на входе приемника и увеличивают собственные шумы системы в целом

В последующих параграфах этой главы те типы антенн, которые уже рассматривались применительно к их работе в диапазоне КВ, будут анализироваться уже не в полном объеме, а основное внимание будет уделено новым для нас типам антенн — апертурным, спиральным и другим

Здесь, на наш взгляд, целесообразно остановиться на одном вопросе Речь идет о том, каким образом воспользоваться сведениями, приведенными в гл 5 и касающимися конкретных вопросов проектирования антенн КВ диапазона, для проектирования тех же

антенн в диапазоне УКВ. Обычно поступают следующим образом Сначала вычисляют коэффициент пересчета (коэффициент моделирования), $n=\lambda_2/\lambda_1$, где λ_2 — длина волны, на которую спроектирована антенна в диапазоне КВ, а λ_1 — длина волны, на которую хотят спроектировать антенну в диапазоне УКВ. Далее в n раз уменьшают все геометрические размеры уже известной антенны для диапазона КВ, получая тем самым размеры антенны в диапазоне УКВ. Обратим внимание на следующее обстоятельство: указанная процедура не является полной для того, чтобы получить в диапазоне УКВ те же параметры, которыми обладала антенна в диапазоне КВ.

Дело в том, что для полного моделирования необходимо изменить как свойства среды, окружающей антенну (в первую очередь — проводимость земли), так и проводимость используемых для изготовления антенн материалов На практике, естественно, этого выполнить не удается, и поэтому, используя полученные в результате пересчета размеры антенны как ориентировочные, окончательные данные получают в результате ее настройки.

Отметим еще одну особенность антенн, предназначенных для работы в диапазоне УКВ. В этих антеннах часто вместо одной поляризации излученной электромагнитной волны используют две, особенно для приемных антенн, а иногда используют и круговую поляризацию. Эти требования вытекают из того, что при распространении ультракоротких волн часто происходит изменение плоскости поляризации. Если не принять во внимание это явление и использовать и на передающей, и на приемной стороне антенны с идентичными линейными характеристиками излучения, то качественные показатели связи могут значительно ухудшиться. Устойчивость многих линий радиосвязи в этом диапазоне резко увеличивается, если на приемной стороне имеются две антенны, обладающие линейной, но ортогональной по отношению друг к другу поляризацией (например, одна антенна имеет горизонтальную поляризацию, а другая — вертикальную).

6.2. Дипольные антенны УКВ

Дипольные антенны УКВ диапазона можно разделить на три следующие группы: укороченные антенны типа Уда—Яги; удлиненные антенны типа Уда—Яги; антенные системы, элементы которых выполнены из дипольных антенн.

Практика подсказывает следующее правило. Если требуется антенна с усилением 6...8 дБ, то целесообразно использовать укороченную антенну. Если же требуется усиление 10...15 дБ, то рекомендуется применить удлиненный вариант дипольной антенны И, наконец, если требуется создать антенну с еще большим усилением, то необходимо конструировать антенную систему, содержащую в качестве элементов дипольные антенны.

Укороченная антенна. К коротким антеннам относят антенны, длина которых $l<\lambda$. Эти антенны содержат два, три, а в некоторых случаях и пять элементов. Правильно выполненная двухэлементная антенна имеет усиление 3...4 дБ, трехэлементная — 4...6 дБ, а пятиэлементная — 6...8 дБ.

Описанная в § 5 5 коротковолновая дипольная антенна сохраняет в своем ультракоротковолновом варианте все свои свойства. (Правда, уменьшается отношение λ/d, что, в свою очередь, влияет

на степень укорочения элементов) Поэтому рассмотрим данную антенну в этом параграфе лишь кратко.

При изготовлении антенны следует обратить самое пристальное внимание на прочность соединения диполей с несущим элементом конструкции, который обычно выполняется из алюминиевой трубки диаметром 14...24 мм Плохие стыки в местах крепления могут явиться причиной появления шумов и тресков

Следует также уделять внимание устройствам, обеспечивающим симметричное возбуждение активного элемента антенны

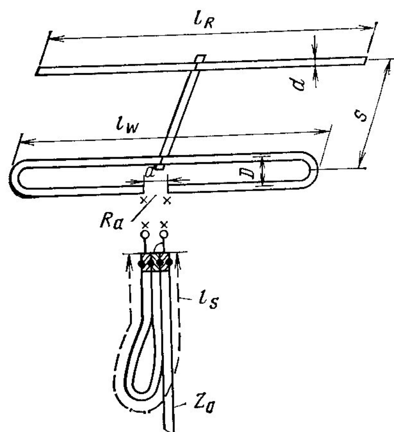


Рис. 6 2. Двухэлементная антенна Уда — Яги
G=3,5 дБ; α_E=75°; α_H=130°; F/B=8 дБ; Z_A=240 280 Ом; l_{S1} получаем при K=0,66. l_{S2} — при K=0,80

Двухэлементная антенна. Обычно двухэлементная антенна содержит вибратор и рефлектор, что позволяет получить большое отношение F/B (отношение изучения антенны в главном направлении к излучению в противоположном направлении). Основные размеры антенны указаны на рис. 6.2.

Обычно на практике применяется петлевой вибратор, что позволяет значительно облегчить согласование и симметрирование при использовании в качестве линии питания коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 50 .. 75 Ом. Длина симметрирующей петли зависит от коэффициента укорочения для применяемого провода В табл. 6 1 длина l_{S1} соответствует линии с коэффициентом укорочения K=0,66, а длина l_{S2} — линии с K=0,8. Указанные в табл. 6.1 размеры должны выдерживаться с точностью ±5%. Исключение составляет длина l_s, которую обычно подбирают опытным путем.

ТАБЛИЦА 6 1

Основные размеры двухэлементной антенны (к рис. 6.2)

f, МГц	145	432	1296
l_W, мм	931	310	103
l_R, мм	1040	346	105
S, мм	020	207	67
D, мм	40 . . .50	10 . . .59	3 . . . 7
a, мм	10 . . .20	3 . . . 6	2 . . . 4
λ_{Sr}, мм	2070	694	231
l_{S1}, мм	683	228	79
l_{S2}, мм	830	277	93
A_H, мм	1030	344	115
A_E, мм	1440	480	160
d, мм	6 . . .10	3 . . . 6	1 . . . 4

Отметим, что если рассматриваемая антенна является элементом антенной системы, то между отдельными элементами по вертикали расстояние должно быть равным $A_н$, а по горизонтали — A_E.

Антенна HB9CV. Антенна, уже рассмотренная в гл. 5, может быть использована и в диапазоне УКВ. На рис. 6 3 приведена схема антенны, предназначенной для работы в диапазоне 144 МГц (2 м). Конструкция антенны является чрезвычайно удобной при транспортировке, так как основные элементы антенны (плечи вибратора и рефлектора) выполнены разборными.

Переменный конденсатор емкостью 3...30 пФ служит для компенсации индуктивности шлейфа. Обычно в данном случае используются конденсаторы, способные работать в условиях значительного изменения температуры, влажности и пр. Обычно пере-

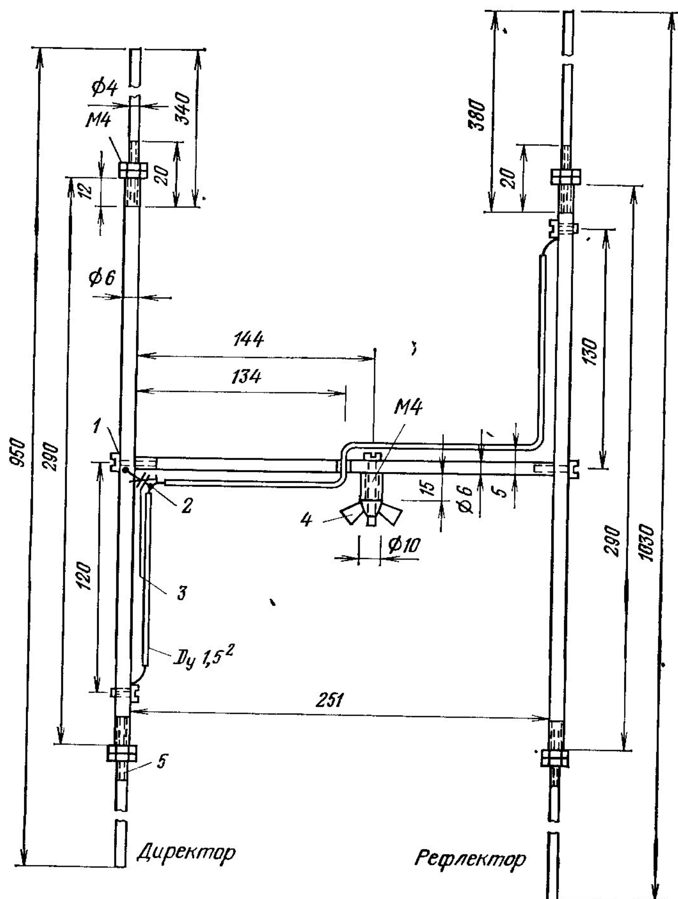


Рис 6 3. Антенна HB9CV для диапазона 144 МГц, изготовленная из латуни
1 — точка подключения экрана; 2 — точка подключения средней жилы, 3 — переменный конденсатор; 4 — крепление мачты, 5 — винт М4

менный конденсатор после окончания настройки антенны заменяют на конденсатор постоянной емкости.

Усиление антенны $G=4{,}5$ дБ, отношение $F/B=14$ дБ; минимальное излучение соответствует углам 90° и 270°, его уровень составляет — 39 дБ.

Приведенный вариант конструкции антенны позволяет легко осуществить поворот антенны и тем самым изменить направление главного излучения.

Другой вариант конструкции этой же антенны, предназначенной для стационарной работы, показан на рис. 6.4. В табл 6.2 при-

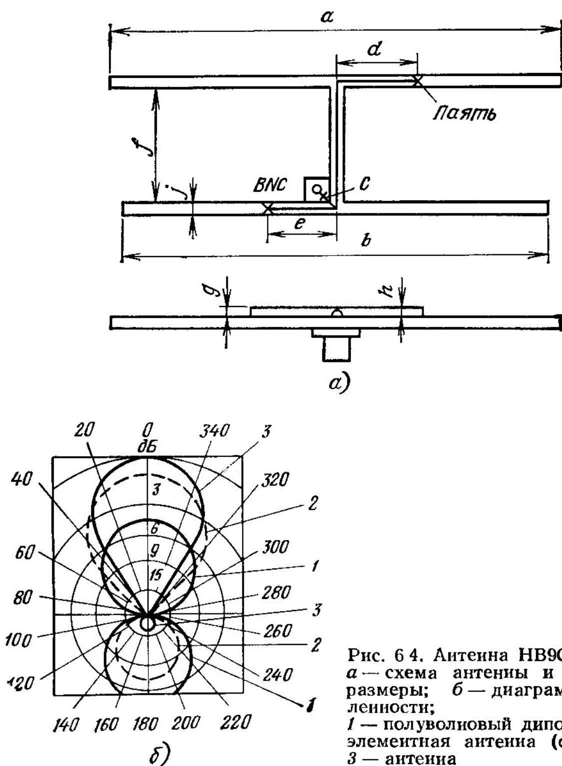


Рис. 6 4. Антенна HB9CV:
а — схема антенны и ее основные размеры; *б* — диаграммы направленности;
1 — полуволновый диполь; *2* — двухэлементная антенна (см. рис. 6.2); *3* — антенна

ТАБЛИЦА 6.2

Основные размеры укороченной антенны (к рис. 6.4)

f, МГц	*a*, мм	*b*, мм	*C*, пФ	*d*, мм	*e*, мм	*f*, мм	*g*, мм	*h*, мм	*j*, мм
145	1030	950	10	130	120	251	5	1,4	6×4
432	336	306	3	57	53	83	4	1	5
1296	112	103	0,7	19	17,7	27	2,5	1	3

ведены основные размеры антенны. На графике, кроме диаграммы направленности антенны HB9CV, приведена диаграмма направленности полуволнового диполя.

Питание антенны осуществляется коаксиальным кабелем с сопротивлением 50...75 Ом без симметрирующего устройства, роль которого выполняет перекрещенный шлейф, удлиняющий вибратор. Роль подстроечных конденсаторов выполняют здесь две металлические пластинки, припаянные к гнезду BNC и к проводу шлейфа. Изменяя расстояние между пластинками, можно настраивать антенну. В качестве фазирующего шлейфа в диапазоне 144 МГц используется провод в полихлорвиниловой изоляции, а в диапазонах 432 и 1296 МГц — обнаженный провод (обычно посеребренный), припаянный к диполю.

Трехэлементная антенна. Введение третьего элемента — директора — позволяет на 3 дБ увеличить усиление антенны по сравнению с двухэлементной антенной. Однако, чтобы получить эту ощутимую добавку в усилении антенны, необходимо провести более тщательное проектирование антенны.

Опыт показывает, что длина рефлектора должна быть на 5% больше, а директора на 5% меньше длины вибратора. Размер вибратора выбирается в соответствии со значением коэффициента укорочения K, зависящего от отношения λ/d (см. график на рис. 2.79).

Наибольшее значение усиления получаем, если расстояние R—W выбрано в пределах 0,12...0,15λ. Однако при таких расстояниях входное сопротивление антенны мало и антенна имеет малую полосу рабочих частот. Увеличение расстояния между рефлектором и вибратором до 0,2...0,3λ повышает входное сопротивление антенны ценой незначительного уменьшения усиления. Чаще всего используется расстояние R—W, равное 0,25λ, при котором рефлектор мало влияет на входное сопротивление антенны. Вместо одного рефлектора, точнее, вместо одноэлементного рефлектора можно использовать рефлектор, выполненный из нескольких элементов, расположенных параллельно основному рефлектору и лежащих выше и ниже его. Это не приводит к дальнейшему росту усиления, но зато значительно уменьшает уровень излучения антенны в задних направлениях (не только строго назад, но и в небольшой угловой окрестности, примыкающей к данной области).

Каким образом влияют на параметры антенны длина директора и расстояние между директором и вибратором, показано на рис. 6.5. Из графика, приведенного на рис. 6.5*а*, следует, что максимальное усиление антенны (G=6,8 дБ) получается, если директор выполнить длиной 0,45λ и расположить его на расстоянии 0.2λ от вибратора, т. е. если расстояние W—D равно 0,2λ.

Из графиков, приведенных на рис. 6.5*б*, следует, что при укорочении директора до 0,4λ можно получить большое значение входного сопротивления антенны.

Компромиссным решением является выбор расстояния между вибратором и директором, равного 0,2λ, и длины директора, равной 0,4λ. При этих параметрах антенна имеет усиление G=5,4 дБ и входное сопротивление 60 Ом Такой выбор позволяет при петлевом вибраторе (с сопротивлением 240 Ом) использовать для питания антенны коаксиальный кабель с симметрирующим устройством.

Существует противоречие между оптимальным согласованием и максимальным усилением трехэлементной антенны. Внесение реактивной составляющей за счет незначительного удлинения элементов

антенны несколько увеличивает усиление антенны, но ухудшает согласование (рис. 6 5*в*).

Размеры некоторых типов антенн Уда—Яги приведены в табл. 6 3 Диаграммы направленности антенн приведены на рис. 6 8.

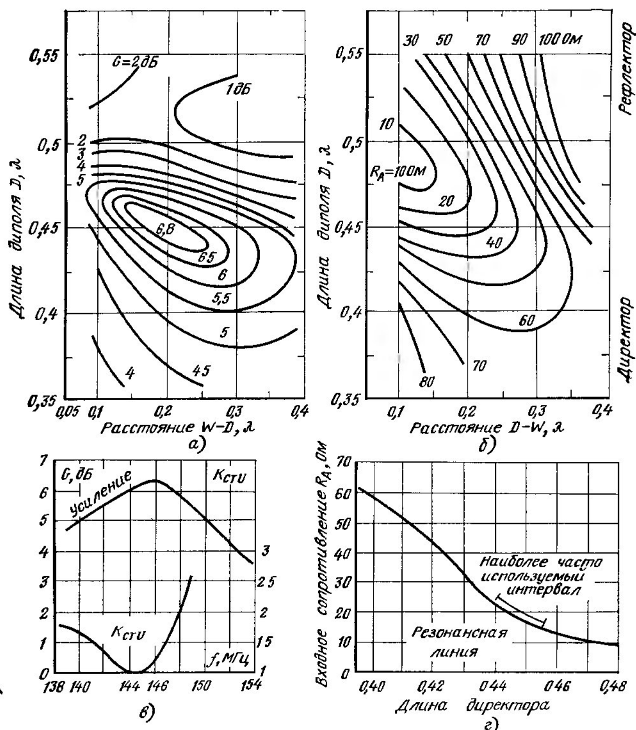


Рис 6 5 Влияние длины диполя *D* и расстояния *W—D* на параметры антенны при расстоянии *R—W*=0,25λ

Многоэлементные антенны. У радиолюбителей имеется не совсем правильное представление о возможностях многоэлементных антенн Надо сказать, что это недоразумение породил график

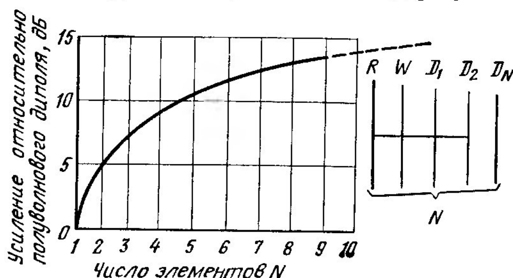


Рис 6 6 Зависимость реализуемого усиления антенны от ее длины при оптимальных расстояниях между элементами

Размеры антенн Уда—Яги для диапазона 144 МГц

№ п/п	N	R_A Ом	G дБ	Размеры, мм												Оптимум
				L	R	W	D_1	D_2	D_3	D_4	RW	WD_1	D_{12}	D_{23}	D_{24}	
1	2	24	3,2	310	1010	970	—	—	—	—	310	—	—	—	—	Усиление
2	2	30	2,2	310	1040	970	—	—	—	—	310	—	—	—	—	
3	2	14	3,4	207	—	970	970	—	—	—	—	207	—	—	—	Усиление
4	2	26	2,5	207	—	970	935	—	—	—	—	207	—	—	—	
5	3	12	4,8	414	1040	970	932	—	—	—	207	207	—	—	—	Короткая
6	3	3,9	3,9	725	1035	972	950	—	—	—	—	518	207	—	—	
7	3	32	6,8	830	1045	970	947	—	—	—	416	415	—	—	—	Усиление
8	3	36	[illegible],8	1036	1040	970	947	—	—	—	518	518	—	—	—	Усиление
9	3	75	4,0	730	1010	970	930	—	—	—	390	320	—	—	—	
10	3	300	4,0	690	1080	970	810	—	—	—	440	220	—	—	—	Ширина
11	3	300	5,0	580	1168	1070	846	—	—	—	326	270	—	—	—	полосы
12	3	70	6,0	830	1025	972	920	—	—	—	415	415	—	—	—	
13	4	15	5,8	932	1035	972	950	930	—	—	518	207	207	—	—	Короткая
14	4	30	7,8	1065	1070	970	927	920	—	—	415	415	415	—	—	Усиление
15	4	300	6,5	1065	1010	970	930	930	—	—	390	320	385	—	—	
16	4	75	7,0	1285	1010	970	930	930	—	—	390	320	545	—	—	Усилеие
17	4	300	6,5	1110	1100	970	930	930	—	—	390	270	420	—	—	
18	4	75	8,0	1135	1100	970	930	930	—	—	390	450	565	—	—	Уснление
19	5	28	8,8	1660	1035	970	927	920	913	—	415	415	415	415	—	Усиление
20	5	300	7,5	1840	1100	970	930	930	870	—	390	270	465	685	—	
21	6	20	10,0	2360	1060	980	940	940	940	940	500	210	310	620	720	Усиление
22	6	70	8,5	1500	1041	946	927	927	927	927	483	160	177	216	420	Усиление

Примечание: N — число элементов, L — полная длина

(рис. 6.6), который приводился в большинстве публикаций на эту тему.

Этот график показывает, как изменяется усиление дипольной антенны в зависимости от числа элементов. Отметим, однако, что он справедлив только в том случае, если с ростом числа элементов увеличивается и длина антенны. Напротив, эти результаты не имеют никакого отношения к антенне с неизменной длиной, для которой увеличение числа элементов приводит к сокращению расстояния между ними. Отметим здесь же, что в последнем случае увеличивается лишь ширина полосы антенны (усиление практически не изменяется).

Разработано достаточно большое число различных конструкций антенны для диапазонов 144 и 432 МГц. Параметры лучших из них представлены в уже упомянутой табл. 6.3. Конструкция антенны, входящей в табл. 6.3 под номером 21, показана на рис. 6.7*в*. Она разработана радиолюбителем с позывными DL3FM. Конструкции двух других антенн показаны на рис. 6.7*а*, *б*. Диаграммы направленности некоторых антенн приведены на рис. 6.8.

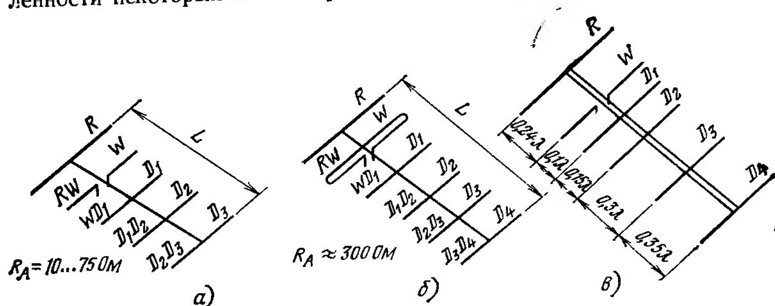


Рис. 6.7. Схемы антенн, размеры которых указаны в табл. 6.3

Антенные системы. Известно, что удвоение усиления антенны требует удвоения ее размеров. Применительно к дипольным антеннам высказанное суждение означает увеличение примерно вдвое длины антенны. Дальнейший рост увеличения можно также осуществить путем увеличения длины антенны. Ясно, что предельное усиление в этом случае определяется только конструктивными соображениями.

Тот же самый эффект (эффект удвоения усиления) можно получить и другим способом, а именно устанавливая рядом с первой вторую такую же антенну. В этом случае необходимо решать такие проблемы, как осуществление фазированного питания антенны, трансформация сопротивлений, подбор расстояния между отдельными антеннами. Ясно, что данный принцип может быть использован и при дальнейшем увеличении усиления антенной системы.

Несколько слов об обозначениях, принятых для многоэлементных антенных систем. Система двух пятиэлементных антенн, расположенных одна над другой, обозначается «5 на 5». Если те же антенны расположены рядом в одной плоскости, то система имеет обозначение «5+5». Четыре пятиэлементные антенны: две из которых расположенные сверху, а две под ними, получили обозначение «4×5». Если встретилось обозначение «32×12», то речь идет о ре-

шетке, содержащей 32 антенны, каждая из которых имеет 12 элементов.

Расположение антенн друг над другом приводит к сужению диаграммы направленности антенной системы в вертикальной плоскости. Если же антенны расположены в горизонтальной плоскости, то уменьшается ширина диаграммы направленности антенной системы в горизонтальной плоскости. И, наконец, если антенная решетка содержит антенны, расположенные и по вертикали и по горизонтали, то результирующая диаграмма направленности антенной системы является более узкой в обеих плоскостях по сравнению с диаграммой одиночной антенны.

Важно знать, что дополнительное усиление антенной системы зависит от расстояния между отдельными антеннами. Эта зависимость показана на рис. 6.9. Наибольшее усиление получаем тогда, когда сечения апертур одиночных антенн A_{h1} и A_{h2} касаются друг друга, т. е. при $S_h=0{,}5(A_{h1}+A_{h2})$, если антенны расположены одна под другой, и при $S_e=0{,}5(A_{e1}+A_{e2})$, если антенны расположены в одной горизонтальной плоскости. Значения A_h и A_e для некоторых типов антенн приведены в § 2.3. Можно воспользоваться данными табл. 6.4, в которой приведены сведения о минимальном расстоянии по вертикали между двумя антеннами S_h. Расстояние по горизонтали следует выбирать примерно вдвое большим, т. е. $S_e\approx 2S_h$.

ТАБЛИЦА 6.4

Приближенные значения минимальных расстояний между антеннами, расположенными по вертикали

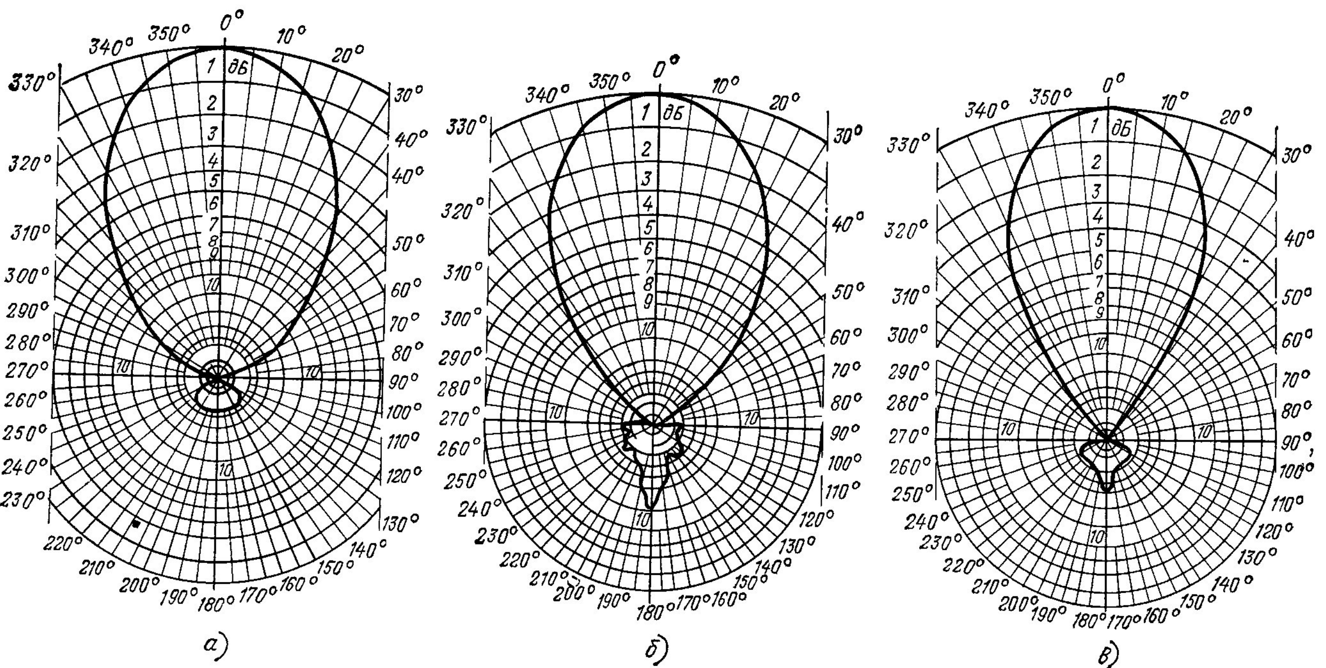
Число элементов в антенне.	3	4	5	6	7	8	9	10
Расстояние по вертикали λ	0,70	0,77	0,86	0,95	1,05	1,13	1,2	1,3

При изменении расстояния между антеннами изменяется большинство параметров антенной системы (усиление, уровни бокового и заднего излучения, ширина диаграммы направленности).

Целенаправленным изменением этого параметра можно изменять в нужную (желаемую) сторону характеристики антенны. Например, для четырехэлементной антенны наиболее низкий уровень бокового излучения будет при $S_h=0{,}5\lambda$, а для десятиэлементной антенны — при $S_h=0{,}65\lambda$.

Можно несколько сдвигать отдельные антенны вдоль направления их осей. Используя этот прием и выдвигая половину антенн вдоль оси на расстояние $\lambda/4$, подбирая соответствующую систему фазирования, мы практически не уменьшим усиление антенной системы, зато значительно уменьшим уровень излучения в заднем направлении, т. е. значительно увеличим отношение F/B.

Теоретически каждое удвоение числа элементов должно приводить к увеличению на 3 дБ усиления системы. Практически из-за потерь в линиях фазирования, а также из-за ошибок в реализации требуемого фазового соотношения между элементами системы реальная прибавка в усилении составляет 2,0...2,5 дБ. Если все антенны, входящие в антенную систему, одинаковы, то результирую-


дБ
а)
б)
в)

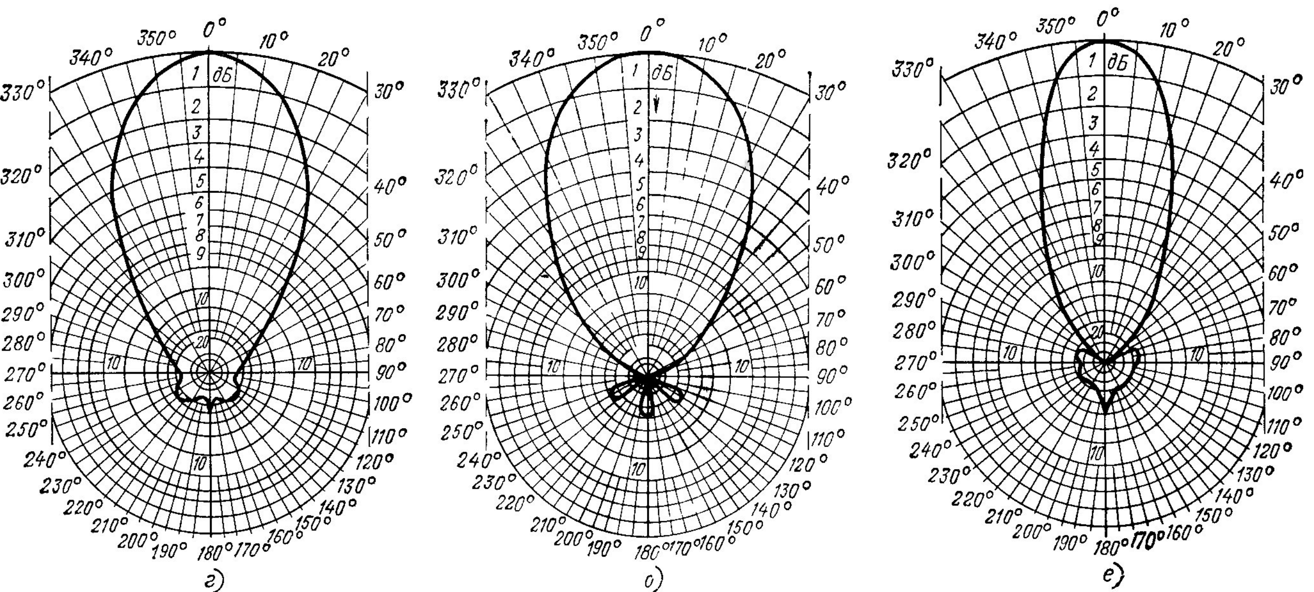


Рис. 6 8 **Диаграммы направленности некоторых антенн, представленных** в табл 6 3
а — антенна № 10, *б* — антенна № 15; *в* — антенна № 16; *г* — антенна № 17, *д* — антенна № 18, *е* — антенна № 20

щее усиление системы можно определить, пользуясь графиками на рис. 6.10*а*.

При объединении в антенную систему двух различных антенн, имеющих различные усиления G_1 и G_2, условиями получения максимального усиления от антенной системы являются точное фазирование и равенство сопротивлений в общей точке питания. Дополни-

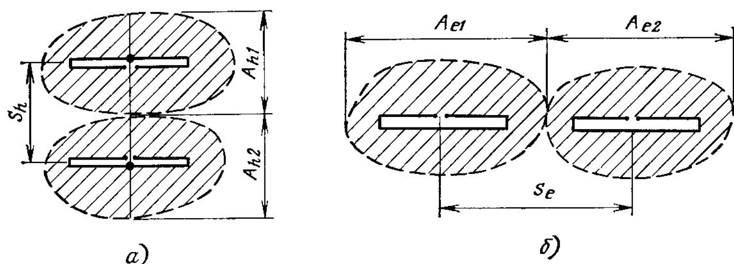


Рис. 6.9. Система антенн:
а — вертикальное расположение; *б* — горизонтальное расположение

тельный прирост усиления ΔG зависит от разности G_1-G_2 и может быть определен с помощью номограмм на рис. 6.10*б*. Результирующее усиление антенной системы определяется в данном случае по формуле $G=G_1+\Delta G$.

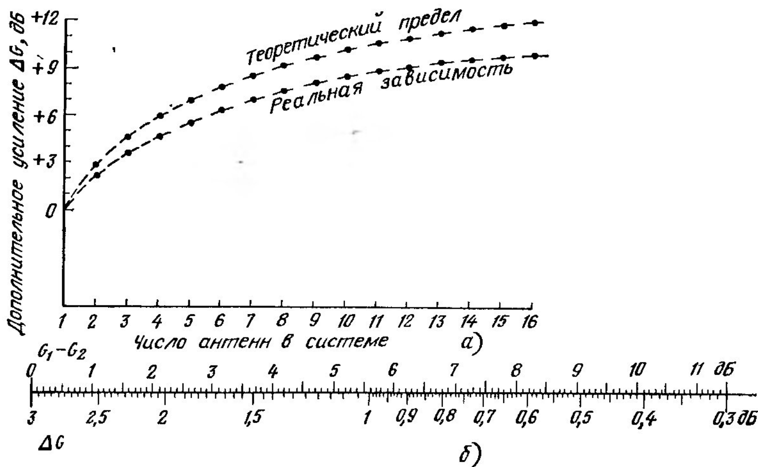


Рис. 6.10. Дополнительное усиление антенн ΔG
а — в зависимости от числа идентичных антенн; *б* — для двух антенн с разными усилениями ($G_1>G_2$)

В радиолюбительских антенных системах очень часто встречаются досадные ошибки, связанные с неправильным проектированием системы фазирования отдельных антенн, а также с неправильным решением вопроса согласования. Это одна из характерных групп

ошибок, приводящая к тому, что антенная система дает не те результаты, на которые надеялся радиолюбитель, приступая к конструированию и изготовлению такой сложной системы. Надо сказать, что эти ошибки поправимы и всегда достаточно быстро отыскиваются при внимательном рассмотрении. Но иногда трудности, связанные с реализацией проектных характеристик антенной системы, имеют совсем другую природу. Объясняется это тем, что при проектировании антенны, состоящей из одинаковых антенн, невольно подразумевается, что все элементы антенной системы находятся в равных условиях. Однако дело обстоит несколько другим образом. Например, антенны, расположенные в нижних рядах антенной системы, в большей степени подвержены влиянию земли, нежели антенны, расположенные на большем расстоянии от поверхности земли. Другой пример — антенны, расположенные в центре антенной решетки и на ее периферии, также находятся в различных условиях (степень взаимного влияния всех соседних элементов антенны на рассматриваемые элементы оказывается различной).

Даже эти два примера должны нас убедить в том, что не все элементы антенной системы работают в равных условиях. Поэтому в системе возникают не предусмотренные при проектировании ошибки в фазировании, изменение токов в отдельных антеннах и т. п., что и приводит к отклонению выходных характеристик антенной системы от ожидаемых.

В профессиональных антенных системах, которые могут содержать очень большое число элементов, встречаются те же трудности. Поэтому при разработке сложных (и дорогих) антенных систем проводятся очень сложные расчеты, в которых учитывается эффект взаимного влияния элементов, земли и т. п. После изготовления антенной системы она подвергается достаточно сложной и весьма трудоемкой настройке при помощи регулировки амплитуды и фазы каждого элемента, входящего в состав антенны.

В радиолюбительских антенных системах дело обстоит несколько проще, так как число элементов в антенне значительно меньше, а регулированию подлежит только фаза возбуждения каждого элемента (амплитуда возбуждения каждого элемента считается постоянной величиной, причем все элементы антенны имеют, как правило, равные амплитуды). Регулировка фазы возбуждения осуществляется изменением длины линии фазирования.

Как правило, в основе фазирования, осуществляемого в радиолюбительских антенных системах, лежит принцип равенства длин линий разветвления, а также равенство сопротивлений в месте ветвления линии.

Длины l_g и сопротивления Z_g ветвей должны трансформировать входное сопротивление антенны Z_A в точку B таким образом, чтобы можно было получить полное согласование с линией питания, имеющей волновое сопротивление Z_0. Чаще всего используется разветвление на две ветви. В этом случае должно выполняться соотношение $Z_B/2=Z_0$. Такое решение соответствует параллельному соединению ветвей, при котором выбор длин l_g не влияет на условия фазирования. Другое техническое решение, т. е. последовательное соединение, при котором $Z_0=2Z_B$, используется гораздо реже, так как в этом случае необходимо выполнить условие $l_g=n\lambda/2$.

Схемы и расчет трансформаторов сопротивлений приведены в § 3.2. Так как в антенных системах обычно выполняется условие $S\geqslant\lambda/2$, то в качестве трансформаторов используются линии длиной $l_g=3K\lambda/4$.

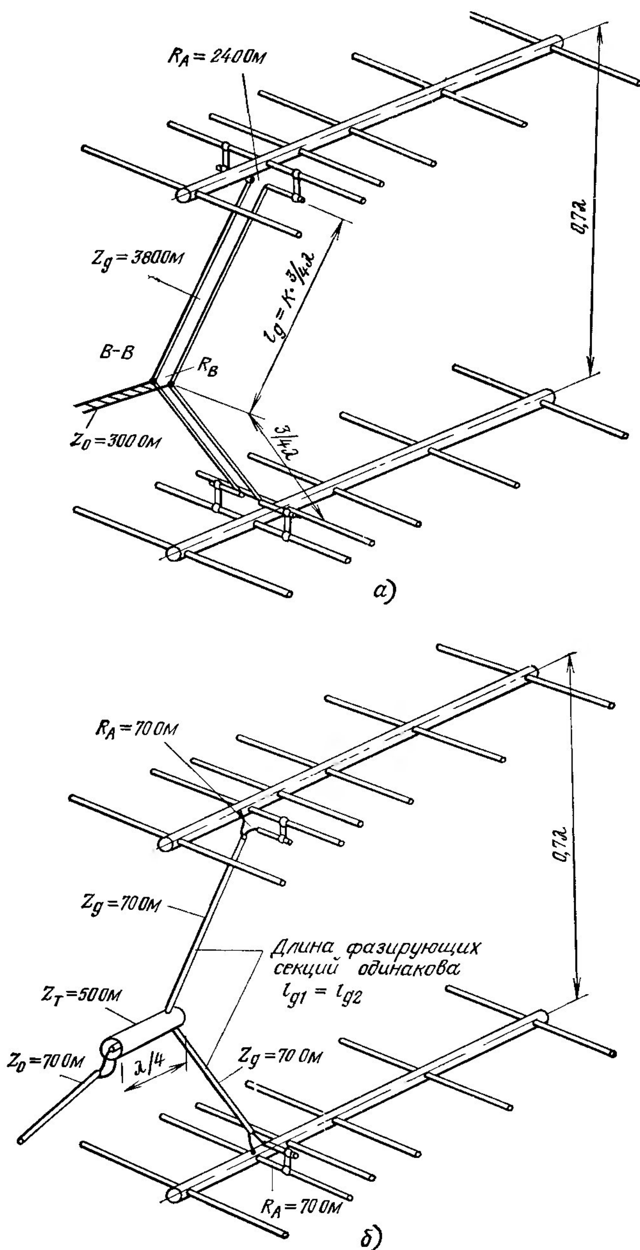


Рис. 6.11. Схемы согласования и фазирования антенных систем

На рис. 6.11 приведены две схемы антенной системы, в которых расстояние между антеннами по вертикали составляет 0,7λ Питание антенн осуществляется с помощью Т-образного шлейфа, подобранного таким образом, чтобы входное сопротивление антенны было равно R_A=240 Ом Линия фазирования длиной $l_g=3K\lambda/4$ с волновым сопротивлением Z_g=380 Ом осуществляет трансформацию сопротивления R_A в сопротивление R_B=600 Ом в точке *B*.

Параллельное соединение двух ветвей (двух антенн) (рис. 6.11*а*) понижает сопротивление R_B до величины 300 Ом, что позволяет использовать в качестве линии питания двухпроводную линию в ленточном диэлектрике с волновым сопротивлением Z_0=300 Ом.

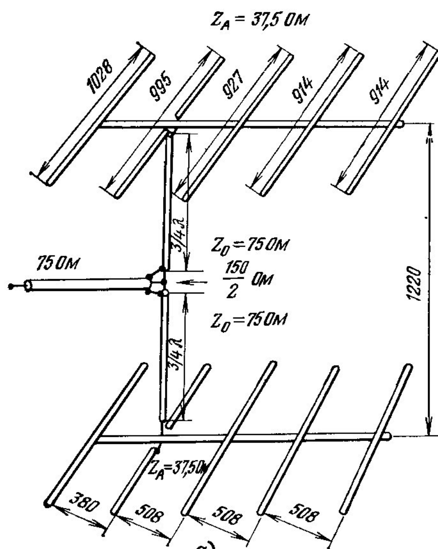
Другое решение использовано в схеме антенной системы, показанной на рис. 6.11*б*. Здесь каждая из антенн возбуждается с помощью гамма-трансформатора, вследствие чего в точках *A* сопротивление R_A=70 Ом. Длины фазирующих линий могут быть произвольными, но должны подчиняться требованию $l_{g1}=l_{g2}$, т. е. должны быть идентичными. Сопротивление фазирующих линий равно 70 Ом. Параллельное соединение двух фазирующих линий, каждая из которых согласована со своей антенной, вдвое снижает сопротивление схемы: R_B=35 Ом. Поэтому для согласованного питания системы с коаксиальным кабелем, имеющим волновое сопротивление 70 Ом, применяют четвертьволновый трансформатор, имеющий $Z_т$=50 Ом.

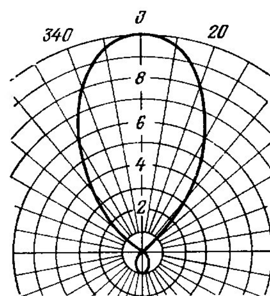
И в более сложных антенных системах можно использовать описанные способы соединения линий фазирования. Здесь элементы системы сначала фазируются попарно, затем пары фазируются между собой, потом фазируются четверки элементов и т. д. Очевидно, что такой способ соединения имеет наибольшее преимущество для антенн, у которых число элементов равно 2^n (*n* — число натурального ряда).

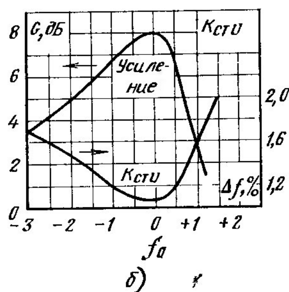
А н т е н н а «5 на 5». Схема антенны приведена на рис. 6.12*а*. Усиление одного элемента антенны составляет 6,8 дБ, а всей системы в целом — на 2,5 дБ больше. Антенная система достаточно широкополосна и обладает ярко выраженной однонаправленностью (рис. 6.12*б*). На практике, как правило, вместо обычных вибраторов применяют петлевые вибраторы (рис. 6.12*в*). В этом случае R_A= =150 Ом, что позволяет использовать в качестве линий фазирования отрезки длиной $l_g=K\lambda/2$. Такие линии, как известно, трансформируют сопротивление R_A в R_B в отношении 1 : 1, т. е. $R_A=R_B$, причем это условие выполняется при любом значении волнового сопротивления трансформирующей линии. Указанный прием позволяет использовать в качестве линии питания коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 75 Ом.

А н т е н н а я с и с т е м а с у л у ч ш е н н о й д и а г р а м м о й н а п р а в л е н н о с т и. Система из двух антенн, каждая из которых содержит, например, по три элемента (рис. 6 13*а*), выполнена так, что верхняя антенна сдвинута относительно нижней на расстояние λ/4 вдоль оси излучения. Этот прием позволяет значительно ослабить боковые и задний лепесток и добиться реализации отношения *F*/*B*=60 дБ.

Рассмотрим принцип действия данной антенны В точку *O*, лежащую на оси антенны и находящуюся относительно антенны в дальней зоне, волна, излучаемая антенной II, приходит с запаздыванием относительно волны, излучаемой антенной I, причем запаздывание составляет λ/4. Если фазу возбуждения антенны II подобрать так, чтобы она на 90° опережала фазу возбуждения антен-







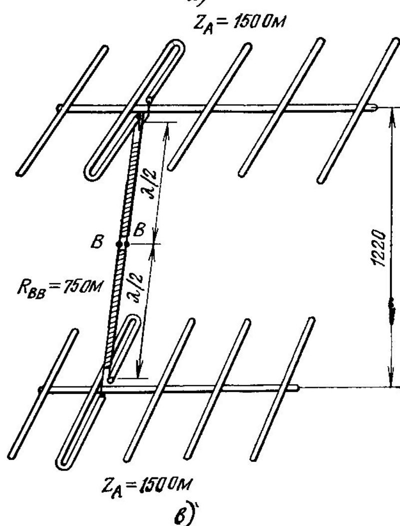


Рис. 6.12. Антенна «5 на 5» для диапазона 144 МГц

ны I, то в точке *О* обе волны сложатся синфазно и напряженность результирующего поля удвоится по сравнению с напряженностью поля, создаваемого одиночной антенной.

В точке *О′*, лежащей на оси антенной системы в направлении, диаметрально противоположном направлению точки *О*, разность фаз между волнами, излучаемыми обеими антеннами, будет составлять 180° (90° — из-за сдвига фаз возбуждения обеих антенн и

еще 90° — из-за смещения антенн I и II на $\lambda/4$). Таким образом, результирующая напряженность поля в точке O' и вблизи лежащих точках резко уменьшится по сравнению с напряженностью при обычной схеме выполнения антенны.

Основная трудность при конкретном конструировании такой антенной системы сводится к созданию условий равного деления мощности, а также осуществлению фазового сдвига на 90°. Однако уже известны устройства, позволяющие реализовать эти два условия. Речь идет о так называемых *направленных ответвителях.*

Эквивалентная схема направленного ответвителя показана на рис. 6.13*б*. Оба сильно взаимодействующих элемента связи имеют длину $\lambda/4$. Для того чтобы получить равенство мощностей в точках b и c, т. е. условие $P_b=P_c=P/2$, необходимо, чтобы выходы b, c и и d были нагружены на одинаковые сопротивления R. Если это условие выполнено и связь подобрана таким образом, что $P_b=P_c$, то мощность на сопротивлении R не выделяется, а разность фаз между токами I_b и I_c составляет 90°.

Отметим одно важное свойство направленных ответвителей: если один из его выходов будет иметь бесконечно малую или бесконечно большую нагрузку, то в оставшемся без изменения плече будет та же самая мощность, а ее другая половина будет выделяться в плече, нагруженном на сопротивление R.

В рассматриваемой схеме антенны могут быть размещены вертикально или горизонтально (см. рис. 6.13*в*). Можно также, используя данный принцип, сконструировать четырехэлементную антенную систему (рис. 6.13*г*). Для возбуждения всех элементов данной антенны используется система питания, содержащая три направленных ответвителя.

Теоретическое значение усиления такой антенны должно составить 12 дБ, на практике обычно достигается усиление около 10 дБ. Приведенная схема антенны позволяет изменять уровень излучения антенны по отдельным боковым направлениям.

Конструктивное решение узла, содержащего элементы связи, показано на рис. 6.13*д*, *е*, *ж*. На металлической пластинке (обычно — оцинкованная сталь) крепятся три коаксиальных кабеля с волновыми сопротивлениями 50...75 Ом. Внешние оплетки кабелей присоединяются к металлической пластинке. Собственно элементы связи располагаются на поверхности цилиндра из достаточно хорошего изоляционного материала (например, текстолита диаметром 7...9 мм). На цилиндре делается винтовая нарезка, на которой навиваются две катушки (например, проводом с диаметром 0,27 мм). Для увеличения взаимосвязи между катушками внутри изоляционной катушки помещают медный стержень.

В заключение отметим, что направленный ответвитель вносит дополнительное затухание (около 0,7 дБ) и обеспечивает неравномерность деления мощности не хуже 0,5 дБ.

Антенна с рамочным вибратором. В антенне Уда—Яги собственно излучение создается током вибратора. Пассивные элементы антенны служат для реализации необходимых направленных свойств антенны. Так как большая часть энергии излучается средней частью вибратора, то можно загнуть его концы. Дальнейшее развитие этой идеи заключается в соединении концов между собой с помощью линии, обладающей большим сопротивлением (рис. 6.14).

Полученная таким образом рамочная излучающая система рассматривалась ранее (см. § 5.6 и § 5.7). Питание такой антенны не

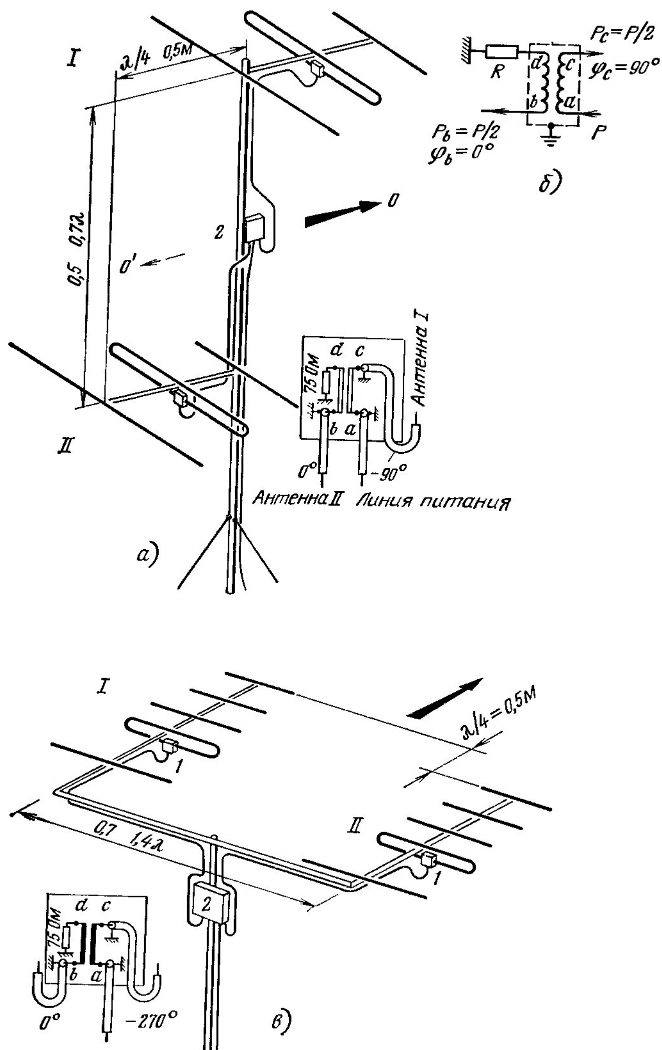
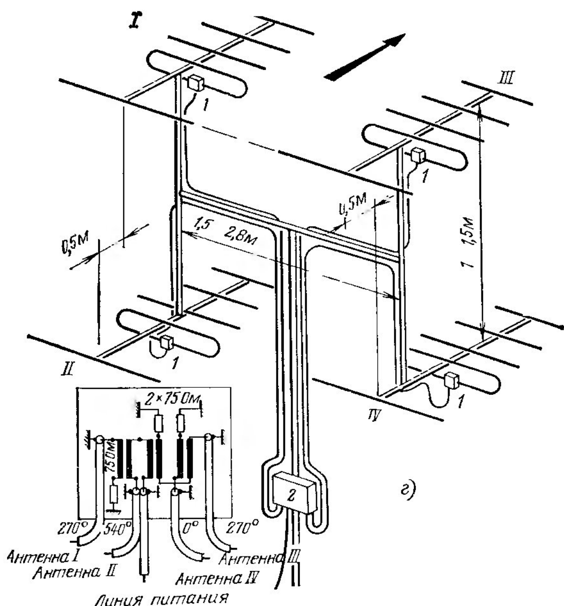
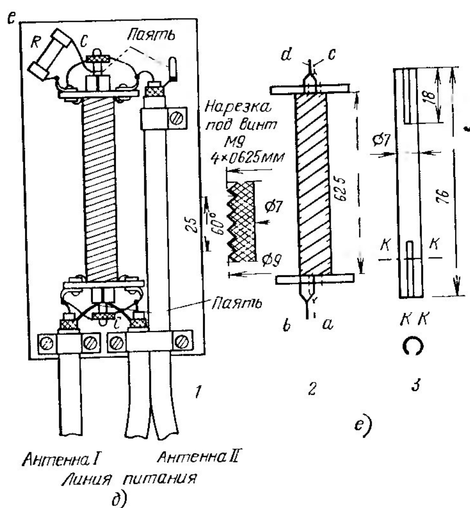


Рис 6 13 Антенная система с улучшенной диаграммой направленности:
а — схема антенны «3 на 3»; *б* — схема трехдецибельного направления ответ система; *д* — элемент связи для двух антенн; *е* — выполнение катушки связн





...вителя; *в* — горизонтальная система «5+5»; *г* — четырехэлементная антенная

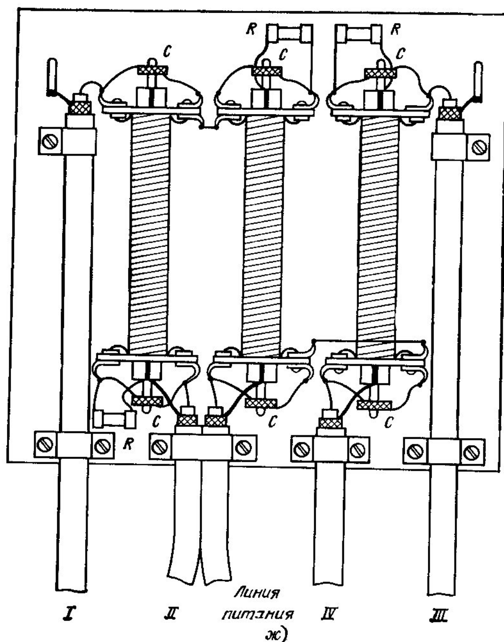


Рис 6 13 Антенная система с улучшенной диаграммой направленности: *ж* — элемент связи для четырех антенн

требует применения линии фазирования, так как она уже вошла в состав антенны Антенна возбуждается в точках *А—А* (рис 6 14*в*), в которых антенна имеет большое сопротивление. Согласование с линией питания обычно достигается при помощи дельта-трансформатора; периметр рамки $c = 1{,}5\lambda$

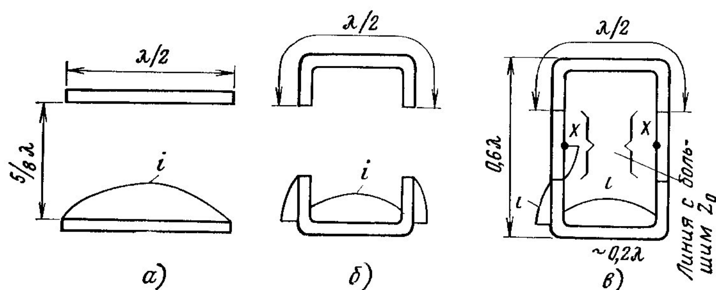


Рис 6 14 Схема образования рамочного вибратора

Такие антенны очень популярны среди радиолюбителей К их достоинствам следует отнести достаточно большую широкополосность, некритичность к изменению длины элементов входного сопротивления и усиления антенны Наиболее популярными являются три варианта антенны, к рассмотрению которых мы и переходим.

Антенна «4×4» (рис. 6.15) Эта антенна имеет и другое название — «щелевая антенна Яги». Антенна выполнена из алюминиевых трубок диаметром 6 мм, укрепленных на несущей конструкции в виде трубки диаметром 16 . 30 мм. Длина антенны $l=1230$ мм, высота равна 1144 мм.

Рис 6 15 Антенна «4×4»

Антенна имеет следующие электрические параметры: входное сопротивление $R_A=75$ Ом, усиление $G=9$ дБ, отношение $F/B=$ $=16$ дБ, ширину диаграммы направленности в плоскости E $\alpha_E=$ $=60°$, в плоскости H $\alpha_H=55°$.


Рис 6 16. Антенна «6×6»

Антенна «6×6». Схема этой антенны, разработанная радиолюбителем с позывными OH2BEW, показана на рис. 6.16. Рамочный вибратор в этой антенне такой же, как и в предыдущей. Половина периметра вибратора $c/2=0{,}75\lambda$. После добавления отрезков $X—A$ получаем петлю с периметром $c=\lambda$, т. е. такое же соотношение, как и в антенне типа «квадрат». Пассивные элементы антенны выполнены из трубок диаметром 5/6 мм, вибратор из трубки с диаметром 6/8 мм, а несущая конструкция из трубки диаметром 20...30 мм.

Длина антенны — 2100 мм, высота — 1144 мм. Антенна имеет следующие электрические параметры: $R_A=70$ Ом, $G=11{,}5$ дБ, $F/B=$ $=20$ дБ, $\alpha_E=50°$, $\alpha_H=35°$. Диаграмма направленности антенны показана на рис. 6.16*б*. Здесь же приведены графики изменения уси-

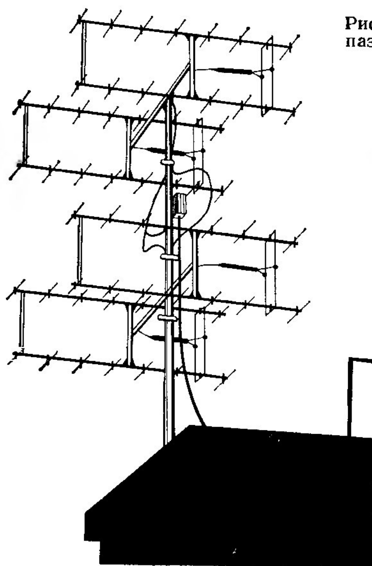
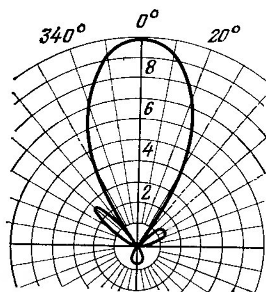
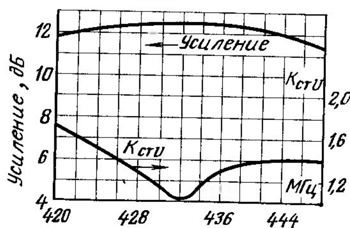


Рис. 6.17. Антенна «8×8» для диапазона 432 МГц (усиление 19 дБ)

а)





б)

пения антенны и $K_{стU}$ от частоты. Последний график свидетельствует о достаточной широкополосности данной антенны.

Антенна «8×8». Пара антенн в диапазоне 432 МГц имеет усиление около 12,5 дБ. Система из четырех таких пар имеет усиление около 19 дБ. Внешний вид антенны показан на рис. 6.17*а*. Расстояние между этажами (ярусами) составляет 1,25 м. Диаграмма направленности антенны, а также графики изменения усиления и $K_{стU}$ от частоты приведены на рис. 6.17*б*.

Антенна с круговой диаграммой направленности. Простой вертикальный диполь имеет в горизонтальной плоскости круговую диаграмму направленности. Такой диполь излучает волну с вертикальной поляризацией. Во многих случаях характеристики излучения простого диполя оказываются неудовлетворительными (например, усиление вертикального диполя мало), и поэтому были разработаны другие схемы антенн.

Вертикальная коллинеарная антенна. Схема такой антенны приведена на рис. 6.18. Усиление антенны составляет 5,4 дБ и достигается за счет сужения диаграммы направленности антенны в вертикальной плоскости; в горизонтальной плоскости диаграмма направленности остается круговой.

Входное сопротивление антенны составляет около 500 Ом. При питании антенны с помощью симметричной линии, имеющей волновое сопротивление 240...300 Ом, необходимо использовать четвертьволновый трансформатор с $Z_т = 330...390$ Ом.

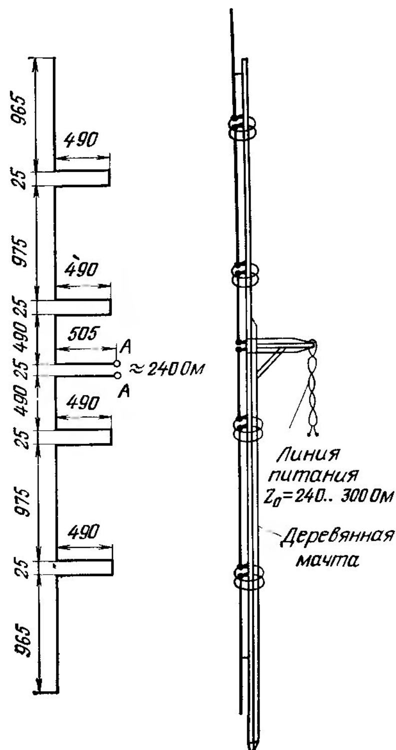


Рис. 6.18. Пятиэлементная вертикальная коллинеарная антенна для диапазона 144 МГц

При использовании симметрирующего трансформатора антенну можно возбуждать с помощью коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 50...75 Ом. Концы замкнутых четвертьволновых отрезков линии фазирования имеют нулевой потенциал и поэтому могут быть присоединены к телу несущей мачты. Удобным расположением отрезков линии фазирования отмечается схема, изображенная в правой части рис. 6.18. В этом случае отрезки линии фазирования расположены по окружности диаметром 160 мм.

Кольцевой диполь. Скручивая петлевой диполь и придавая ему форму кольца, получим схему антенны, приведенную на

рис. 6.19. Как видно из рисунка, диаграмма направленности антенны близка к круговой.

Входное сопротивление антенны и коэффициент укорочения зависят от взаимного расположения концов диполя. Усиление антенны мало. Чтобы получить большее значение усиления, размещают друг над другом в вертикальной плоскости несколько таких антенн. В этом случае расстояние между излучателями равно 0,5λ.

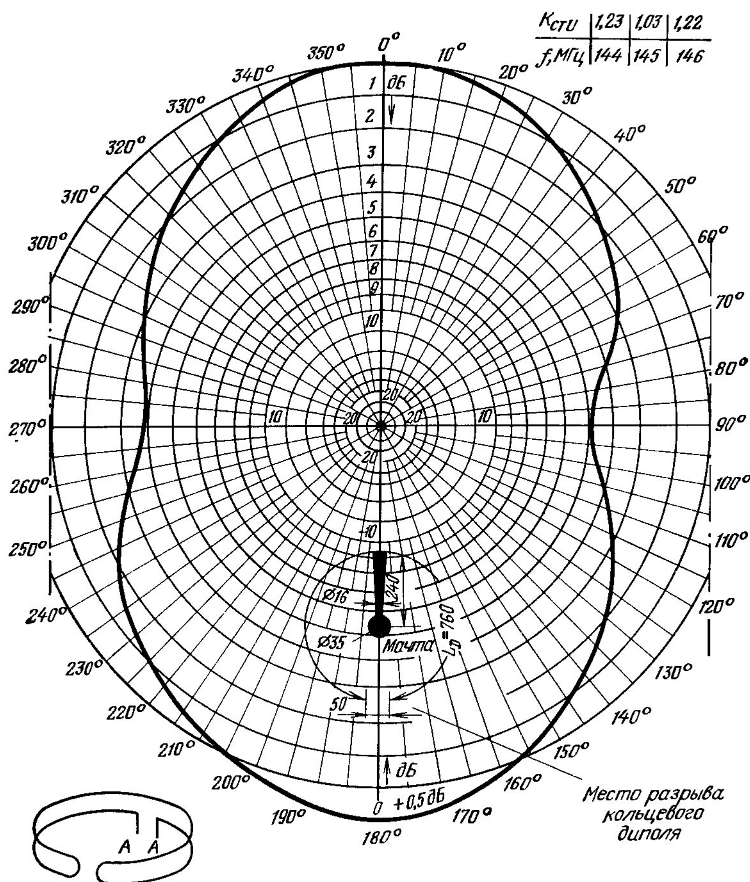


Рис. 6.19. Кольцевой диполь для диапазона 144 МГц; Z_0=300 Ом, усиление 3 дБ

Вариант выполнения одиночной кольцевой антенны показан на рис. 6.20. В данном случае питание антенны можно осуществить через гамма-трансформатор с помощью коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 50. .75 Ом.

Крестообразная антенна. Два полуволновых диполя, лежащих в одной плоскости, оси которых взаимно перпендикуляр-

ны, при возбуждении обеих половин антенны с фазовым сдвигом в 90° создают так называемую крестообразную антенну (рис. 6.21), которая излучает по всем направлениям. Мощность излученной волны и поляризационные свойства антенны во многом определяются угловыми координатами точки наблюдения.

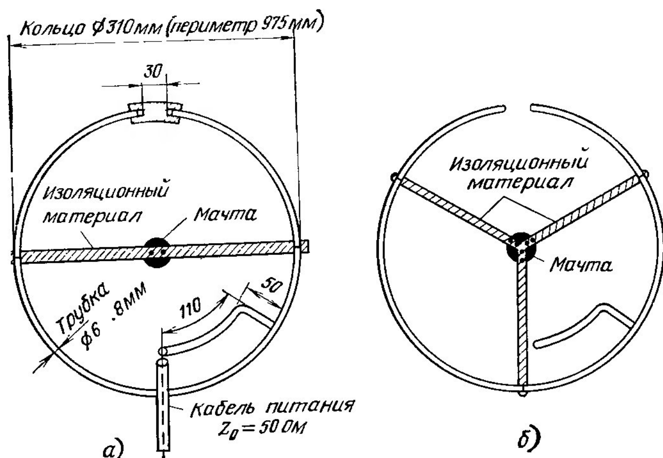


Рис. 6.20. Одиночная кольцевая антенна

В плоскости, совпадающей с плоскостью размещения диполей антенны (на рисунке — горизонтальная плоскость), диаграмма направленности близка к круговой, а излученная волна имеет горизонтальную поляризацию. Строго на оси антенной системы волна имеет круговую поляризацию, причем направление вращения зависит от способа возбуждения пары диполей. В направлениях, соответствующих плоскостям, составляющим с осью антенны некоторый угол, поляризация излученной волны эллиптическая.

Рассматриваемую антенную систему целесообразнее всего использовать на линиях связи в тех случаях, когда поляризационные характеристики приходящей волны и направление прихода не являются детерминированными (заранее известными.) Следует иметь в виду, что при приеме линейно поляри-

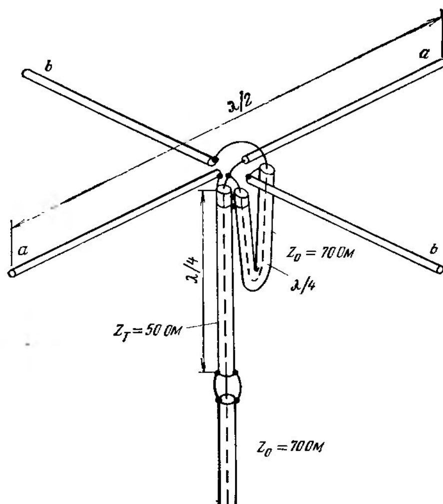


Рис. 6.21. Крестообразная антенна

зованной волны уровень принимаемого сигнала снижается на 3 дБ. Если же направление вращения поляризации приходящей волны противоположно тому, на которое рассчитана данная антенная система, то можно ожидать значительного ослабления (до 40 дБ) уровня принятого сигнала.

Большее усиление можно получить, используя уже известный нам прием, а именно: объединяя в антенную систему две или несколько рассматриваемых антенн.

К крестообразным относятся и антенны, изображенные на рис. 6.22. Две пары диполей, входящих в состав антенны, расположены друг от друга на расстоянии, равном λ/2. Соединение кабеля с линиями, осуществляющими питание каждой из пар диполей, приводит к тому, что токи, протекающие в противоположно расположен-

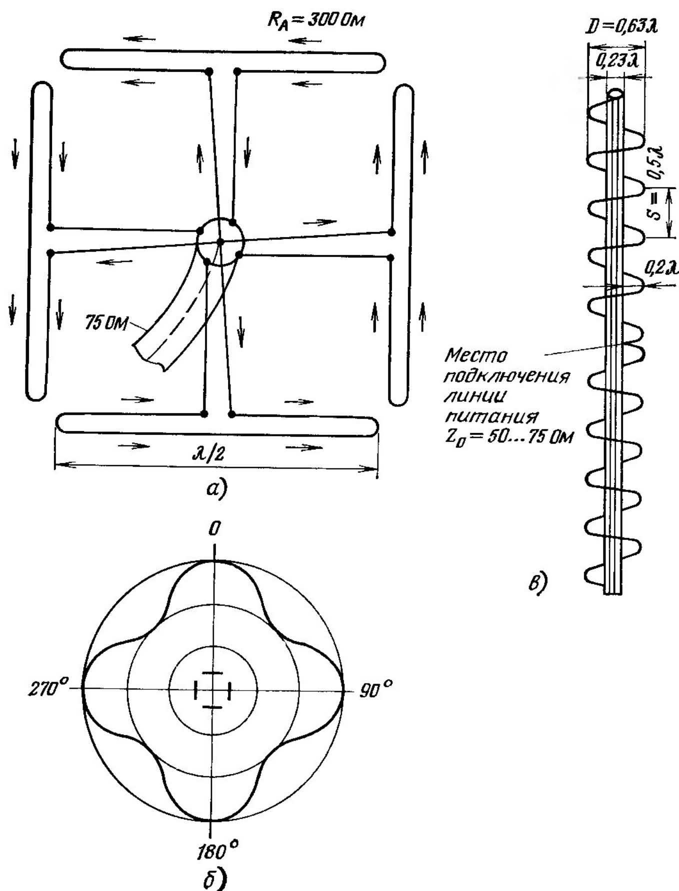


Рис. 6.22. Антенны с круговой диаграммой направленности:
а — крестообразная антенна; б — ее диаграмма направленности; в — спиральная антенна

ных диполях, сдвинуты друг относительно друга на 180°. Вследствие этого результирующая напряженность поля на оси системы равна нулю. В горизонтальной плоскости диаграмма близка к круговой (рис. 6.22*б*).

Усиление антенны близко к усилению полуволнового вибратора. Размещение друг над другом нескольких таких антенн приводит к росту усиления. Например, две антенны, разнесенные по вертикали на расстоянии 0,5λ, имеют усиление 1,2 дБ, а четыре (при $S=0{,}82\lambda$) — усиление 3,7 дБ.

Спиральные антенны. Ранее (см. § 5.5) уже несколько касались спиральных антенн. Позднее (§ 6.7) эти антенны будут рассмотрены достаточно подробно. В этом параграфе целесообразно остановиться на одной схеме спиральной антенны, изображенной на рис. 6.22*в*. Эта антенна обладает круговой диаграммой направленности в горизонтальной плоскости. Спираль имеет диаметр 0,63λ, шаг намотки — 0,5λ. Длина витка составляет 2λ. Обычно витки спирали наматываются на алюминиевую трубку диаметром 0,23λ. Высота антенны составляет 5λ. Усиление, которое реализует антенна, равно 7 дБ. Для питания антенны используется коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 75 Ом.

6.3. Антенны поверхностной волны

Среди антенн УКВ, обладающих большим усилением, выделяется группа антенн поверхностной волны и родственная ей группа антенн вытекающей волны. К первой группе относятся длинные антенны Уда—Яги, содержащие большое число пассивных элементов, а также диэлектрические антенны. Типичным представителем антенн вытекающей волны является многощелевая антенна, используемая в сантиметровом диапазоне.

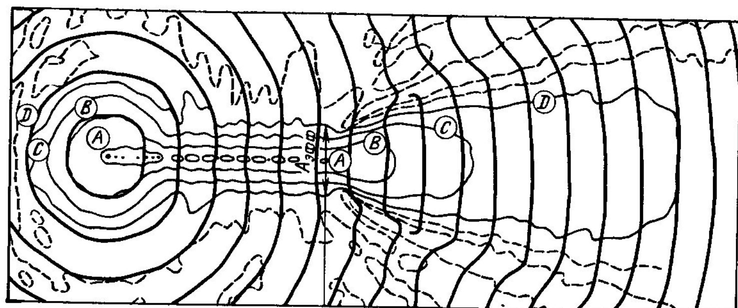
Как антенна поверхностной волны, так и антенна вытекающей волны принадлежат к одному общему классу антенн бегущей волны, к которому также относятся апериодические антенны, спиральные антенны и др. Отличительной чертой таких антенн является достаточно большая длина, достигающая нескольких длин волн и более. Кроме того, эта группа антенн характеризуется полным или частичным отсутствием отраженной волны.

Поверхностная волна и ее свойства. Для увеличения усиления антенны требуется ее удлинить, что достигается путем увеличения числа пассивных элементов. Поле, создаваемое активными элементами системы, практически не изменяется при его распространении вдоль длинной системы пассивных элементов. Обычно в качестве границы поля поверхностной волны указывают те области пространства вокруг пассивных элементов, где напряженность поля уменьшается на 20 дБ. Характерная картина распределения поля вокруг активных и пассивных элементов антенны показана на рис. 6.23.

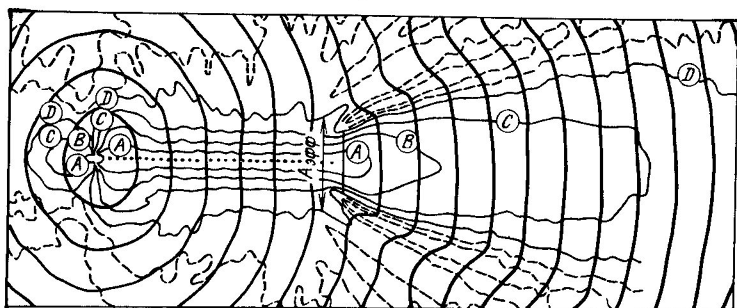
Типичным представителем антенн поверхностной волны является диэлектрическая антенна (рис. 6.24*а*). Благодаря различию диэлектрической проницаемости окружающей среды (воздуха с $\varepsilon_r=1$) и среды диэлектрической антенны (например, для полистирола $\varepsilon_r=2,3$) происходит концентрация электромагнитной энергии в пространстве, окружающем диэлектрическую антенну.

Этот же процесс можно объяснить с помощью явления замедления волны в диэлектрической антенне. Аналогичный эффект может быть реализован и при другом выполнении замедляющей среды.

Например, замедленная волна образуется в уже знакомой нам антенне Уда—Яги, где пассивные элементы, имеющие длину несколько меньше, чем $\lambda/4$ (речь идет о половине длины директора), создают условия для распространения замедленной волны. Другие замедляющие структуры показаны на рис. 6.24*б*—*д*



а)



б)

Рис 6.23. Распределение напряженности поля вблизи антенны Уда — Яги длиной 6λ, для которой расстояние $R—W=0{,}25\lambda$, а расстояние $D—W=0{,}2\lambda$: *а* — антенна без рефлектора; *б* — аитенна с рефлектором

В замедляющих структурах длина волны отличается от длины волны в свободном пространстве и определяется по формуле $K=\lambda/\lambda_0=v/c$, где λ — длина волны в замедляющей среде, λ_0 — длина волны в свободиом пространстве.

Распределение поля в плоскости, перпендикулярной оси замедляющей системы, в большой степени зависит от коэффициента замедления K. Затухание в радиальном направлении определяется коэффициентом затухания A, а результирующее затухание

$$A=\alpha\lambda=2\pi\sqrt{1-K^2} \tag{6.1}$$

Из этой формулы следует, что при $K=1$, т. е. при отсутствии замедляющей среды, затухание равно нулю: $A=0$. Если замедление отлично от единицы, то поле на расстоянии в одну длину волны ослабевает в e^{-A} раз. Например, при $K=0{,}9$ поле ослабевает в 316 раз (или на 25 дБ).

Графики, иллюстрирующие ослабление поля при удалении от замедляющей структуры, приведены на рис 6.25*а*, *б*.

В пространстве, лежащем внутри слоя, которому соответствует ослабление поля на 20 дБ, заключается 99% всей мощности, передаваемой вдоль замедляющей системы. Поэтому, чтобы не произошло рассеяния энергии, в пределах этого пространства не должны

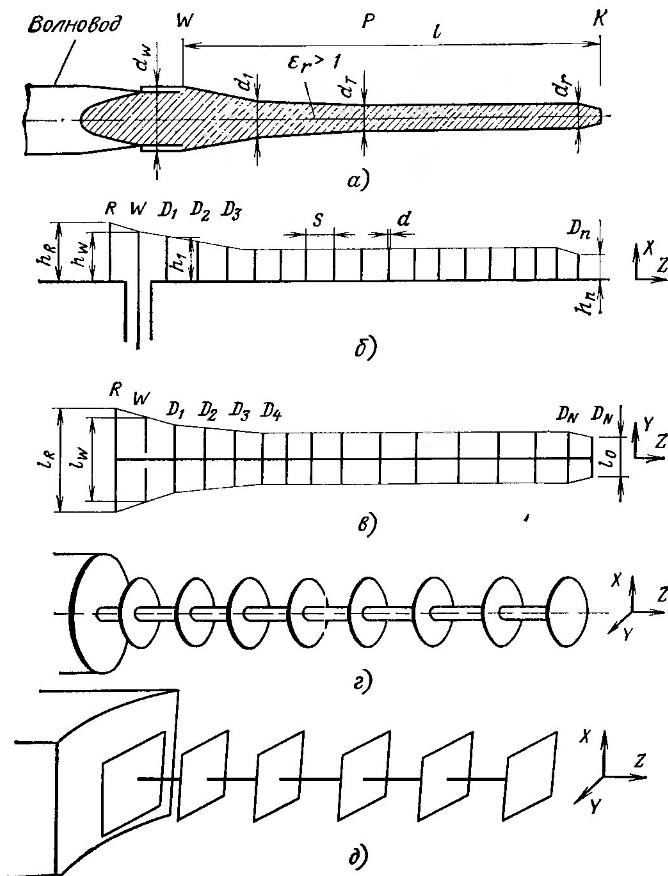


Рис 6 24. Антенны поверхностной волны

находиться посторонние предметы (мачта, элементы крепления, кабель). В противном случае может возникнуть резкое перераспределение амплитуд напряженности поля, что приведет к значительному падению усиления антенны поверхностной волны, появлению нежелательных лепестков в ее диаграмме направленности, появлению отраженной волны высокого уровня и к другим вредным последствиям. На уже упоминавшейся картине распределения поля вокруг антенны Уда—Ягн (см. рис. 6 23) буквами *A*, *B*, *C* и *D* обозначены линии постоянной мощности, которые соответственно на

5 10; 15 и 20 дБ ниже уровня на границе замедляющей структуры.

Эта картина распределения напряженности поля излучения в ближней зоне помогает понять процесс излучения антенны поверхностной волны Эффективная площадь раскрыва данной антенны

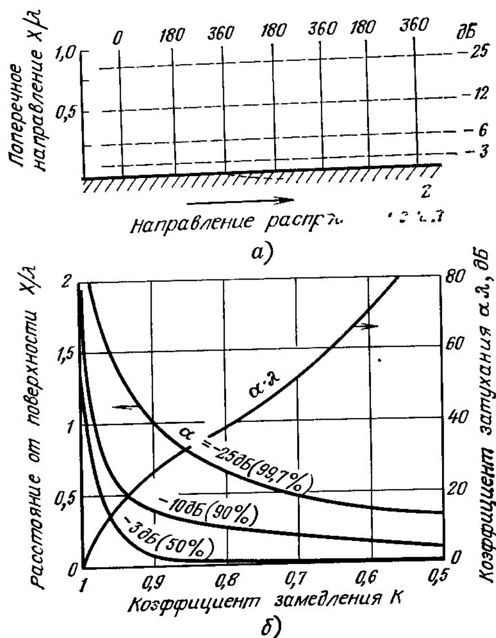


Рис 6 25. Ослабление поля вблизи антенны поверхностной волны:
а — распределение уровня поля и фазовые распределения вблизи горизонтальной замедляющей поверхности (———— эквифазовые поверхности, — — — поверхности равных амплитуд); *б* — зависимость ослабления от коэффициента замедления

обозначена на рис. 6 23 как $A_{эфф}$. Из приведенных рисунков, в частности, видно, что введение в состав антенны рефлектора приводит к росту $A_{эфф}$.

В антенне поверхностной волны, изображенной на рис. 6 24*б*, возбуждение осуществляется вибратором, к которому подведена линия питания. В антенне, изображенной на рис. 6.24*а*, возбуждение осуществляется с помощью волновода. Переходный отрезок, характеризующийся постепенным уменьшением поперечного размера замедляющей структуры, служит для согласования волновых сопротивлений антенны в ее регулярной части и в месте возбуждения поверхностной волны. Отметим, что этот отрезок влияет на форму диаграммы излучения антенны. Излучение антенны происходит с ее конца. Резкое изменение фазовых скоростей распространения волны, характерное для этого сечения антенны, приводит к появлению отраженной волны. Чтобы избежать этого нежелательного явления, на конце антенны поверхностной волны делают плавный переход, осу-

ществляя тем самым плавное сопряжение волновых сопротивлений.

Форму диаграммы направленности антенны поверхностной волны можно увидеть на рис. 6.26, где для сравнения приведены также диаграммы направленности других типов антенн. Результирующая диаграмма направленности системы (сплошная линия) является суммой диаграмм собственно антенны замедленной поверхностной волны и диаграммы перехода $R—W—D$. Для углов θ, превышающих 35°, излучение определяется системой $R—W—D$.

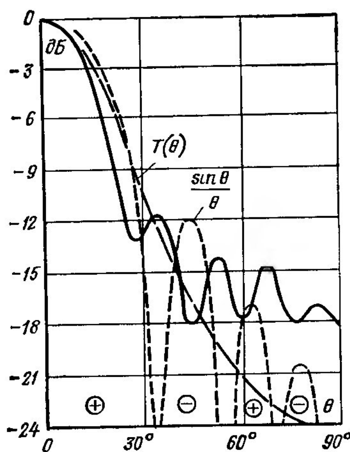


Рис. 6.26. Диаграммы направленности антенны Уда — Яги длиной 4λ: — — — диаграмма направленности перехода $R—W—D_1$; - - - - - - диаграмма направленности регулярной части антенны; ——— результирующая диаграмма направленности

Коэффициент замедления волны определяется геометрическим, точнее, электрическими параметрами системы, а именно: d/λ, l/λ и S/λ, что иллюстрируется графиками, приведенными на рис. 6.27. При проектировании удлиненных антенн типа антенны Уда—Яги можно также пользоваться графиками, приведенными на рис. 6.28. На рис. 6.28*а* показана уже известная нам зависимость усиления от расстояния $R—W$. Интересный результат следует из анализа графиков, приведенных на рис. 6.28*б*. В антенне длиной $l=1{,}2\lambda$ при фиксированном отношении S_d/λ усиление практически не зависит от отношения h_D/λ. При других длинах антенн отмеченная особенность не наблюдается (рис. 6.28*в*, *г*). Конечные результаты исследования приведены на рис 6.28*д*, с помощью которых можно выбрать параметры антенны поверхностной волны в виде длинной антенны типа Уда—Яги.

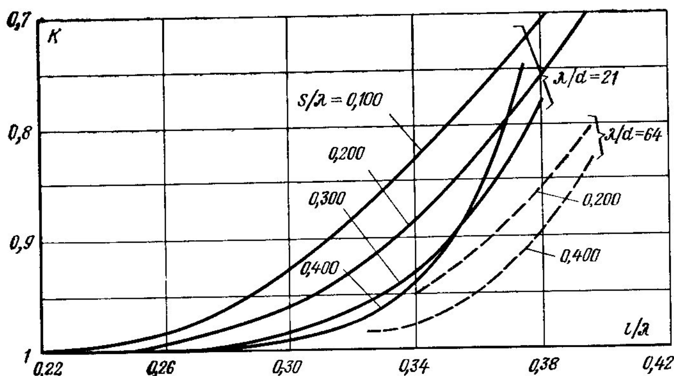


Рис. 6.27. Зависимость коэффициента замедления K от отношения l/λ при различных значениях отношения λ/d и S/λ

Проектирование длинной антенны Уда — Яги (L-Яги). При проектировании конкретной антенны типа *L*-Яги можно в качестве основного критерия брать один из трех параметров антенны: усиление, ширину главного лепестка диаграммы, уровень бокового и заднего излучения. Дело в том, что от критерия прежде всего зависит выбор коэффициента замедления *K*.

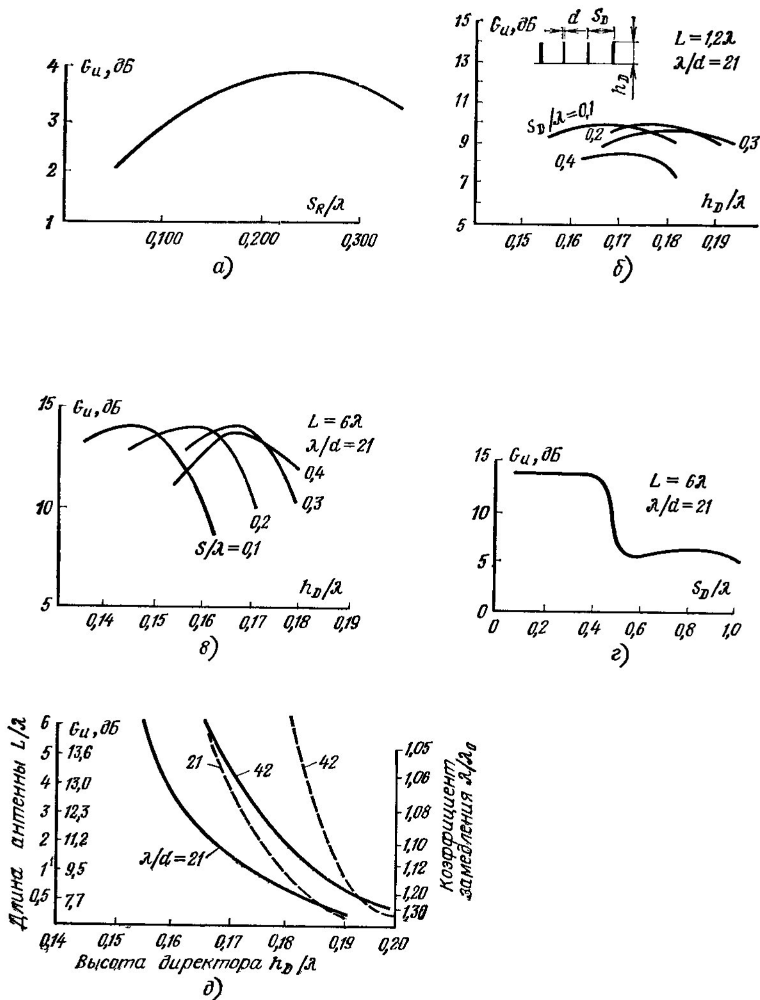
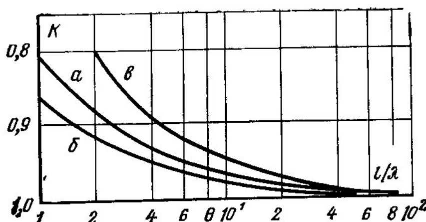


Рис. 6 28 Влияние геометрии системы диполей на усиление антенны.
а — влияние расстояния *W*—*R*(λ); *б* — влияние высоты директора h_D/λ при различных расстояниях S_D/λ для антенны длиной $L=1{,}2\lambda$; *в* — то же, что и *б*, но для $L=6\lambda$; *г* — влияние расстояния S_D/λ; *д* — результирующие характеристики; ——— $S_D/\lambda=6{,}2$; — — — $S_D/\lambda=0{,}4$

На рис. 6.29 приведены графики, облегчающие выбор коэффициента замедления. Кривая *a* на рис. 6.29 позволяет найти для заданной длины антенны [точнее, для заданной электрической длины антенны (l/λ)] то значение K, при котором антенна реализует максимальное усиление. Кривая *б* соответствует такому значению коэффициента K, при котором для заданного отношения l/λ антенна

Рис. 6.29. К выбору коэффициента замедления K для антенны длиной l/λ, спроектированной по одному из трех критериев: *a* — максимальное усиление; *б* — минимальная ширина главного лепестка; *в* — наименьший уровень боковых лепестков



имеет наименьшую ширину диаграммы направленности. Кривая *в* позволяет определить такое значение K, чтобы при заданном отношении l/λ антенна имела минимальные уровни бокового и заднего излучения.

Отметим, что согласование антенны, главным образом, определяется системой возбуждения антенны, т. е. зависит от схемы выполнения $R—W—D_1$.

Проектирование антенны на максимум усиления. На рис. 6.30 приведен график, характеризующий усиление антенны как функцию ее длины. Этот график может использоваться для предварительной оценки правильности выбора длины антенны, от которой требуется реализация заданного значения усиления.

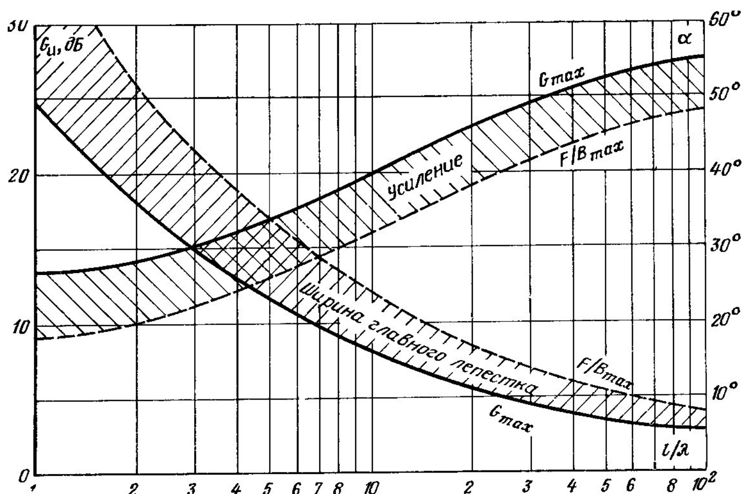


Рис. 6.30. Зависимость усиления и ширины главного лепестка антенны Уда — Яги от ее длины

Рассмотрим более подробно факторы, влияющие на усилеиие антенны Напряженность поля вдоль антенны изменяется так как это показано на рис 6 31 Вблизи вибратора наблюдается всплеск напряженности поля, которая дальше уменьшается и остается практически неизменной на большей части длины антенны Первый директор D_1 устанавливается на очень небольшом расстоянии от вибратора (около 0 05 0,1λ) и поэтому оказывается в зоне сильной

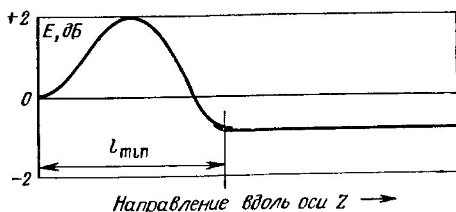


Рис 6 31 Изменение напряженности поля вдоль антенны Уда — Яги

взаимосвязи с вибратором Первый директор выполняется укороченным Второй директор устанавливается на расстоянии 0,2λ, а длина его еще более уменьшена Последующие директоры устанавливаются на еще большем расстоянии, однако расстояние между ними не превышает 0,4λ Местоположение последнего директора и его длина подбираются из условий согласования

Усиление антенны, которое можно достичь при условии, что $3\lambda \leqslant l \leqslant 8\lambda$, определяется по формуле

$$G = 10\, l/\lambda. \qquad (6\,2)$$

Большее значение усиления можно достичь, если изменить усиление возбуждающей части антенны, т е повысить усиление системы $R—W—D_1$ Конкретные технические решения будут представлены ниже

Проектирование на минимальную ширину главного лепестка диаграммы направленности Согласно графику на рис 6 29 (кривая *б*) в этом случае нужно выбирать значение коэффициента замедления K, пониженное по сравнению с его значением при использовании критерия максимального усиления Отметим, что это условие при достаточно малых длинах антенны приведет к уменьшению усиления и росту уровня бокового излучения

Проектирование антенны на минимальные уровни бокового и заднего излучения антенны В начальной части антенны, т е на участке возбуждения антенны, коэффициент замедления $K=0{,}74$ Далее на регулярной части антенны $K=0\,84$ Снижение уровня боковых лепестков, обусловленных концевыми эффектами, достигается за счет размещения на концевой части антенны (примерно на длине $l'=0{,}5l$) дополнительных пассивных элементов (рис 6 32) Расстояние d, на котором над основными элементами и под ними располагаются дополнительные пассивные элементы, рассчитывается по формуле

$$d/\lambda = 0{,}25\sqrt{l/h}. \qquad (6\,3)$$

Такое решение, приводящее к снижению уровней бокового и заднего излучения, одновременно приводит к расширению главного лепестка диаграммы антенны и некоторому снижению ее усиления

Система антенн типа L-Яги. Создание единичных антенн типа *L*-Яги, которые имеют большое усиление, наталкивается на определенные физические ограничения. Поэтому большого усиления с помощью таких антенн добиваются путем применения антенных систем Максимальную прибавку в усилении $\Delta G=2{,}5\ldots2{,}8$ дБ при добавлении второй антенны получаем, если апертуры обеих антенн

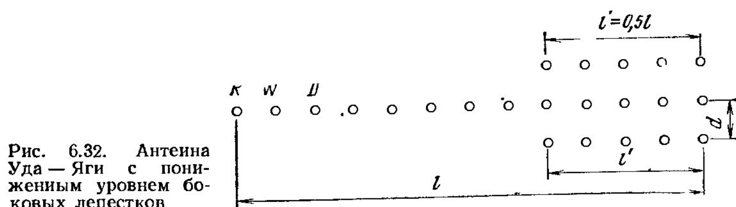


Рис. 6.32. Антенна Уда — Яги с пониженым уровнем боковых лепестков

пересекаются на уровне излучения — 25 дБ. Однако в этом случае возникает боковой лепесток, имеющий высокий уровень. Уменьшение уровня бокового лепестка достигается изменением расстояния между антеннами. Наибольшее расстояние между ярусами (этажами) антенны можно определить с помощью формулы

$$d_{max}/\lambda=\sqrt{l/\lambda}. \qquad (6.4)$$

Ширина главного лепестка в плоскости размещения полотен, входящих в состав антенной системы,

$$\alpha_s=65\,\lambda/nd. \qquad (6.5)$$

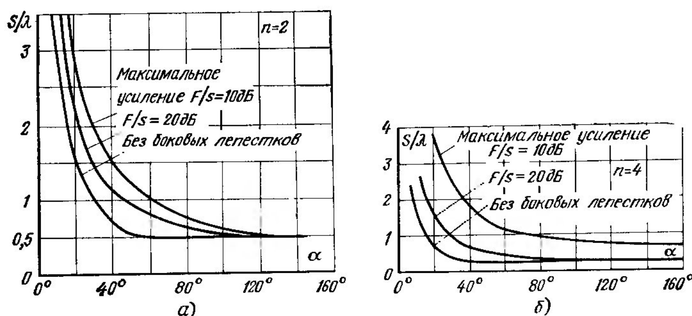


Рис. 6.33. Графики для определения оптимального расстояния между антеннами *S*/λ:
а — для двух антенн; *б* — для четырех антенн

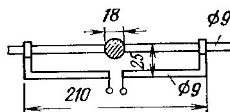
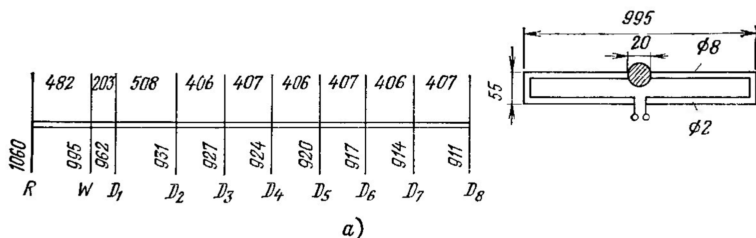


Рис. 6.34. Антенна DM2BUO для диапазона 144 МГц:
$L=2150=1\lambda$; $R_A=130$. 150 Ом; $G=108$ дБ, $F/B=16.5$ дБ: $\alpha_E=44°$; $\alpha_H=50°$

Следует помнить, что при максимальном усилении антенны уровень первого бокового лепестка составляет — 13,2 дБ, второго — 17,7 дБ, а третьего — 20 дБ.

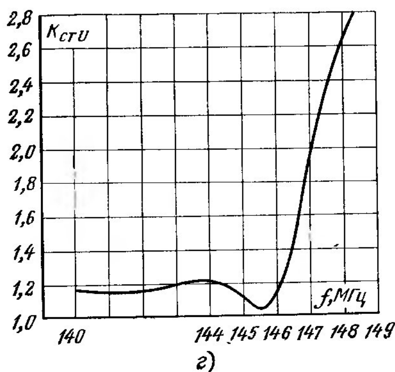
При проектировании антенной системы, содержащей n антенн, можно пользоваться графиками, приведенными на рис. 6.33 (рис. 6.33*а* соответствует $n=2$, а рис. 6.33*б* — $n=4$).



а)

б)

в)



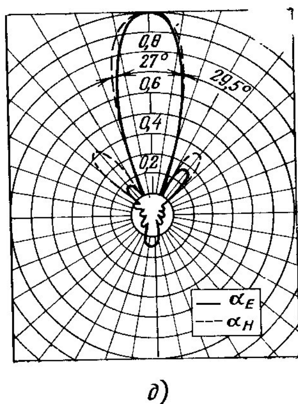


Рис. 6.35. Антенна DL3FM:
а — антенна длиной 1,7λ (3630 мм); R_A=240 Ом; *G*=11 ... 12 дБ; *F/B*=19 дБ; α_E=37°; α_H=43°; *б* — антенна длиной 1,5λ (5500 мм); R_A=240 Ом; *G*=13,5 дБ; *F/B*=12 дБ; *в* — антенна длиной 3,5λ (7700 мм); R_A=240 Ом; *G*=16 дБ; *F/B*=12 дБ; α_E=27°; α_H=29,5°; *г* — зависимость $K_{ст\ U}$ от частоты для антенны длиной 3,5λ; *д* — диаграмма направленности

Типовые схемы антенн типа L-Яги для диапазона 144 МГц. Существует большое число различных конструкций антенн типа *L*-Яги. Ниже будут рассмотрены наиболее известные решения.

Антенна DM2BUO. Схема антенны приведена на рис. 6.34. Антенна имеет только пять элементов и ее длина незначительно превышает длину волны. Внимательный читатель обнаружит, что в составе антенны отсутствует рефлектор, хотя это обстоятельство не явится для него неожиданностью. Введение в состав антенны рефлектора увеличивает длину антенны на 0,25λ, но приводит к росту усиления только на 1 дБ. Антенна имеет шунтовое питание, и в ней используется Т-трансформатор. Входное сопротивление антенны равно 150 Ом, что позволяет использовать двухъярусную систему таких антенн, возбуждаемых с помощью 75-омного коаксиального кабеля. Расстояние между ярусами составляет 1,48λ или 3066 мм. Усиление антенны в данном варианте выполнения составляет 13,5 дБ. Ширина диаграмм направленности в *E*-плоскости и в *H*-плоскости соответственно равны: α_E=44°, α_H=28°.

Антенна DL3FM. Схема антенны приведена на рис. 6.35*а*. В состав антенны входит петлевой вибратор, выполненный из трубок разного диаметра (8 и 2 мм), расстояние между которыми равно 55 мм.

Расстояние между директорами антенны постоянно и равно 0,2λ. Это приводит к увеличению усиления антенны, однако отношение *F/B* не слишком велико.

Если увеличить длину антенны, сохранив при этом число директоров, то получим дальнейшее увеличение усиления. На рис. 6.35*б* приведен удлиненный вариант антенны, длина которой *l* теперь достигает 2,5λ=5,5 м. В этой антенне первый директор, обозначенный D_S, отстоящий от вибратора на расстояние 0,12λ, оказывает сильное влияние на входное сопротивление антенны. Если вместо вибратора, показанного на рис. 6.35*б*, использовать петлевой диполь, выпол-

ненный из трубки постоянного диаметра, а расстояние между вибратором и директором сократить до 0,1λ, то получим входное сопротивление 75 Ом.

В данной схеме вместо обычного рефлектора можно использовать уголковый (рис. 6.35*б*), что приведет к снижению уровня излучения антенны в заднем направлении. Однако большого ослабления излучения антенны в заднем полупространстве ждать не приходится, так как сама антенна проектировалась по критерию максимального усиления.

Если к данной антенне добавить еще три директора, то получим тринадцатиэлементную антенну, длина которой достигнет 3,5λ (рис. 6.35*в*). Физическая длина такой антенны, равная 7,7 м, представляет собой предел конструкторских возможностей радиолюбителей.

Девятиэлементные двухволновые антенны. Антенны, имеющие длину 3,8 ... 4,2 м, наиболее популярны среди радиолюбителей. Дело в том, что конструктивно еще не очень сложные антенны имеют большое значение усиления.

Антенна OK1DE. Схема антенны приведена на рис. 6.36*а*. Антенна является наиболее короткой из антенн рассматриваемой группы и имеет длину, равную 1,8λ. Усиление антенны составляет 11—12 дБ. Антенна слабо излучает назад (отношение $F/B = 14$ дБ),

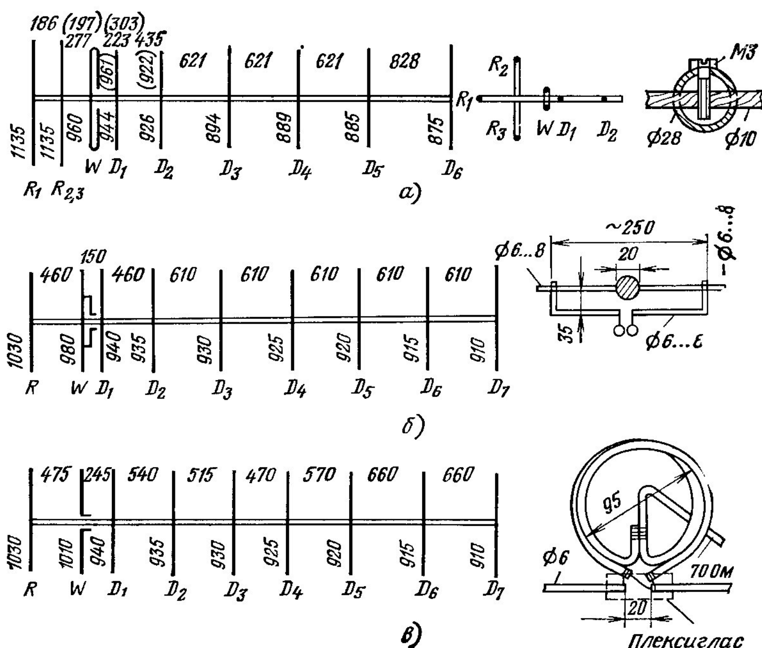
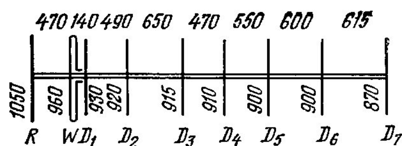
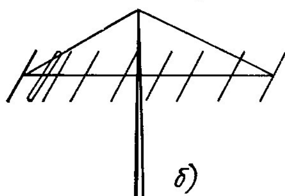


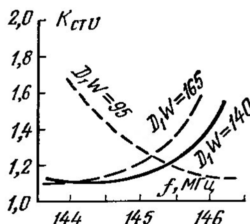
Рис. 6.36. Антенны L-Яги длиной 2λ:
а — антенна OK1DE; L=3812 мм; R_A=300 (150) Ом; G=11 ... 12 дБ; F/B=14 дБ; *б* — антенна DL6WU; L=4150 мм; R_A=240 Ом; G=13 дБ; F/B=19 дБ; α_E=35°; α_H=40°; *в* — антенна SP6LB-1; L=4150; R_A=70 Ом; G=14 дБ; F/B=23 дБ

что достигается использованием тройного рефлектора, выполненного в виде уголка. Петлевой вибратор антенны имеет диаметр 10 мм.

Если на базе такой антенны создать двухъярусную антенну, то необходимо несколько скорректировать размеры элементов (указаны на рис. 6.36*а* в скобках). Расстояние между ярусами антенн составляет 3100 мм. Антенна имеет $R_A = 150$ Ом, что упрощает питание двух таких антенн, соединенных параллельно.







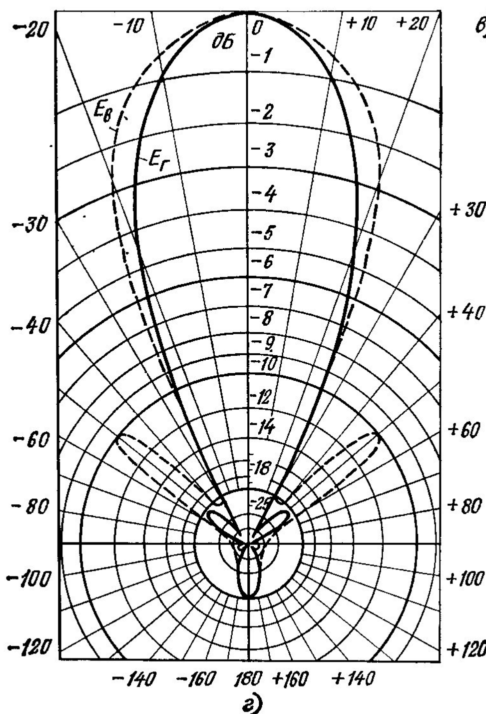


Рис. 6.37. Антенна SP6LB-2:
а — схема антенны и ее основные параметры ($L = 4150$ мм (2λ); $R_A = 280$ Ом; $G = 14$ дБ; $F/B = 23$ дБ; $\alpha_E = 32°$; $\alpha_H = 40°$); симметрирующее устройство такое же, как на рис. 6.2; *б* — способ подвески антенны; *в* — график изменения $K_{ст\,U}$ от частоты; *г* — диаграмма направленности антенны

Антенна DL6WU. Схема антенны и ее размеры приведены на рис. 6.36*б*. Антенна выполнена таким образом, чтобы при использовании Т-трансформатора она могла быть согласована с двухпроводной линией питания, имеющей волновое сопротивление 240 Ом.

Антенна SP6LB-1. Схема и размеры антенны приведены на рис. 6.36*в*. Данная конструкция появилась в результате поисков решений, позволяющих обойтись при питании антенны без Т-трансформатора. В основе конструкции данной антенны лежит решение, найденное для антенны DL6WU. Входное сопротивление равно 75 Ом. В антенне используется симметрирующее устройство, конструкция которого показана на рис. 6.36*в*. В данном случае вибратор состоит из двух половин, которые соединены с симметрирующим устройством так, как показано на рис. 6.36*в*. Обе половины вибратора укреплены на изоляционной пластине.

Антенна SP6LB-2. Схема и размеры антенны приведены на рис. 6.37*а*. Антенна содержит обычный петлевой вибратор, который через трансформирующее — согласующее устройство возбуждается с помощью коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 75 Ом. Способ крепления антенны к мачте показан на рис. 6.37*б*. Резонансная частота и согласование антенны регулируются изменением расстояния $W—D_1$. График зависимости $K_{стU}$ от частоты приведен на рис. 6.37*в*, а диаграмма направленности антенны — на рис. 6.37*г*.

Антенна *L*-Яги. Схема антенны, разработанная Шпиндлером, показана на рис. 6.38. Эта антенна характеризуется большой шириной полосы рабочих частот (около 6 МГц). Входное сопротивление антенны составляет 240...280 Ом. Антенна содержит трехэлементный рефлектор. Данная антенна может быть выполнена в трех вариантах: восьми-, десяти- и семнадцатиэлементной. Известен также и двадцатидвухэлементный вариант антенны (рис. 6.39). Зависимости длины антенны и реализуемого усиления приведены в табл. 6.5 от числа используемых элементов. Еще раз повторим, что антенна была спроектирована по критерию широкополосности, хотя при такой же длине можно было на 1—2 дБ увеличить ее усиление.

ТАБЛИЦА 6.5

Параметры антенн L-Яги (к рис. 6.38 и 6.39)

Число элементов	*L*, мм	R_A, Ом	*G*, дБ	*F*/*B*, дБ	Рефлектор
8	2074 (λ)	280	9	18	Тройной
10	3886 (1,9 λ)	280	10,2	20	Одиночный
17	6151 (3 λ)	280	12,5	23	Тройной
22	9803 (4,7 λ)	280	15	28	Из четырех элементов

Двадцатичетырехэлементная антенна *L*-**Яги.** Радиолюбителем с позывными DJ4OB была сконструирована антенна длиной 8λ, изображенная на рис. 6.40. Антенна имеет длину около 16 м и используется как стационарная антенна. Все ее элементы укреплены на диэлектрических канатиках (диаметром 1,5 мм). В регулярной части антенны все директоры (диаметром 3 мм) имеют одинаковую длину, равную 915 мм. Верхняя часть петлевого вибратора выполнена диаметром 8 мм, нижняя часть диаметром 2 мм.

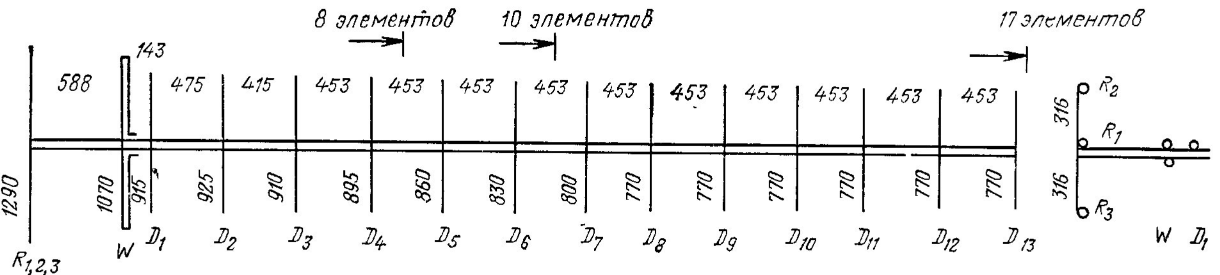


Рис. 6 38 Схема антенны L-Яги, разработанная Шпиндлером

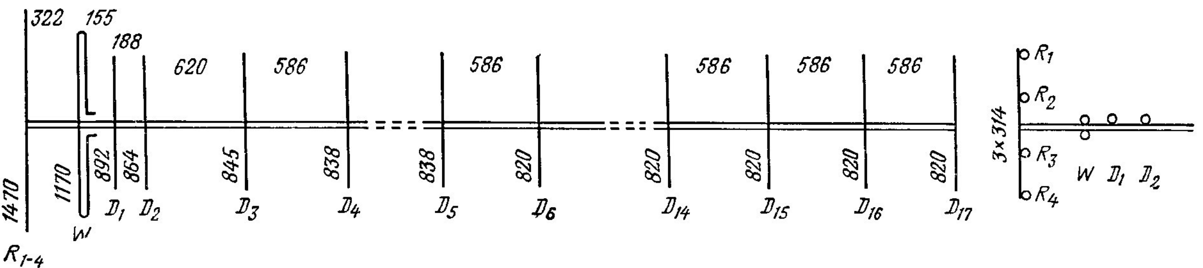


Рис. 6 39 Схема двадцатидвухэлементной антенны L-Яги; $\alpha_E = \alpha_H = 25°$

Входное сопротивление его равно 210 Ом Обратите внимание, что вибратор имеет сравнительно большую длину (998 мм), а расстояние между вибратором и первым директором очень мало: $S=0{,}07\lambda=155$ мм. Ширина диаграммы направленности составляет 23°. К достоинствам антенны следует отнести простоту ее транспортировки (антенна в свернутом виде представляет собой рулон) и достаточную простоту установки.

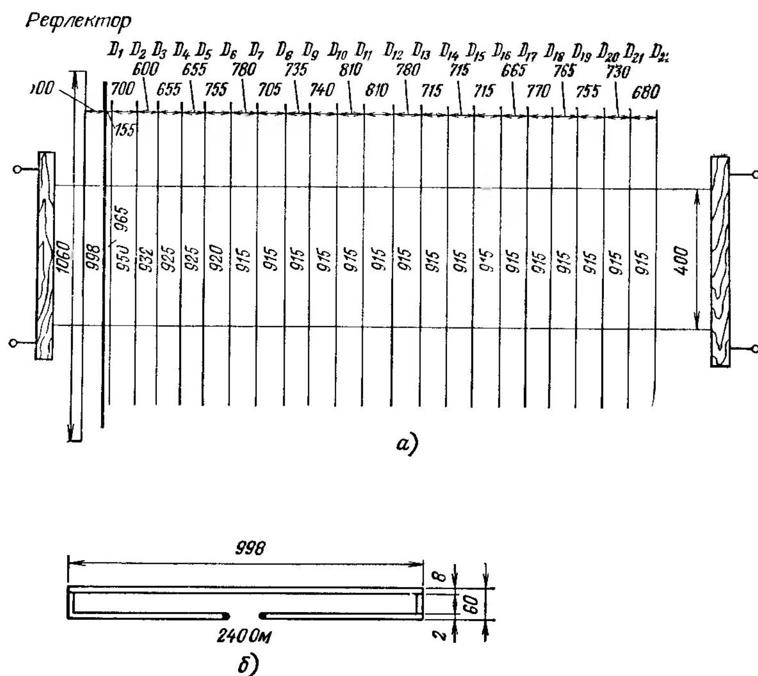


Рис. 6.40 Схема двадцатичетырехэлементной антенны L-Яги

Антенна типа L-Яги «2×13». Схема антенны и ее основные размеры приведены на рис. 6 41 Длина антенны около 3,5λ. Высота между ярусами составляет около 2,7λ. Антенна реализует усиление около 19 дБ. Следует обратить внимание на достаточно сложную систему питания антенны.

Входное сопротивление антенны (одиночной) составляет 240 Ом. Это сопротивление с помощью четвертьволновой линии, волновое сопротивление которой равно 480 Ом, трансформируется в точке B в сопротивление 960 Ом. Параллельное подключение в точке B двух антенн вдвое снижает сопротивление, которое теперь становится равным 480 Ом. Использование еще одной четвертьволновой линии с $Z_0=340$ Ом трансформирует сопротивление в 240 Ом Поэтому в точке C можно подсоединить симметричную двухпроводную линию с волновым сопротивлением 240 Ом. Можно также, используя симметрирующее и трансформирующее устройство, осуществить питание антенны при помощи коаксиального кабеля.

Антенна типа *L*-Яги «4×13». Схема антенны и ее основные размеры приведены на рис. 6.42. В данном случае за счет удвоения числа антенн получен выигрыш по усилению по сравнению с предыдущей антенной на 2,5 дБ. Антенны, входящие в состав антенной системы, установлены по углам квадрата размером 5,7× ×5,7 м² В такой антенной системе можно достичь усиления около

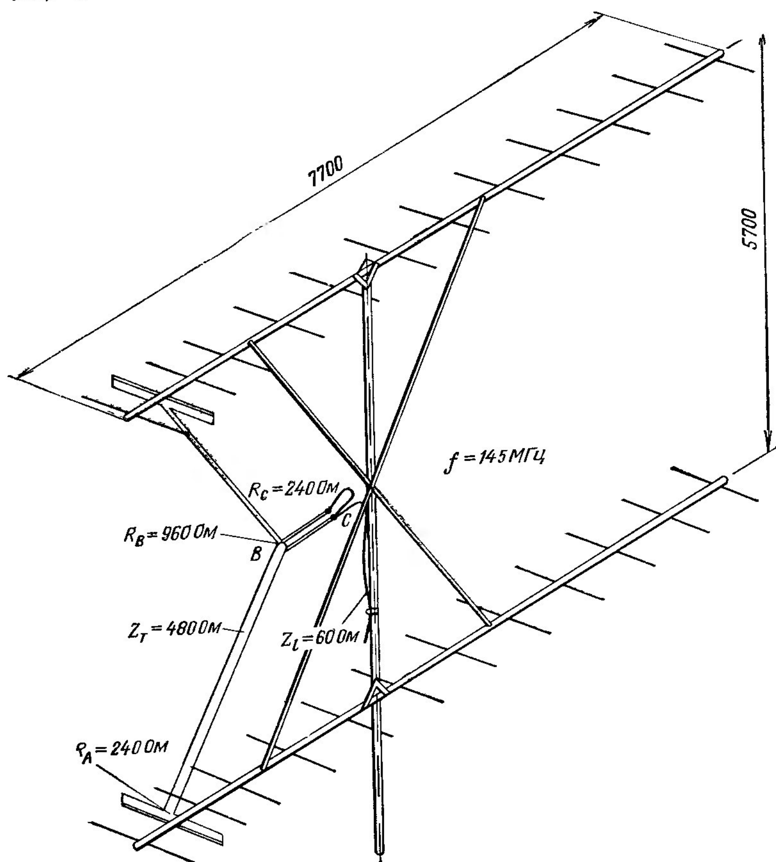


Рис. 6.41. Антенна L-Яги «2×13» (см. рис. 6.36)

21 дБ. Путем незначительной коррекции можно добиться наименьшей ширины главного лепестка или наибольшего отношения *F/B*.

Антенна Уда — Яги для диапазона 432 МГц. Возможным путем конструирования антенн для данного диапазона является трехкратное уменьшение всех размеров антенн, предназначенных для работы в диапазоне 144 МГц. Однако такой путь не приводит к хорошим результатам. Дело в том, что полученная таким способом конструкция антенны становится весьма ненадежной, так как ее элементы обладают малой прочностью. Кроме того, необходимо

учесть различную степень влиииия земли на антенны двух различных диапазонов. Так, например, две антенны, размещенные на одной и той же высоте над поверхностью земли и предназначенные для работы в диапазонах 144 и 432 МГц, имеют разную (в 3 раза отличающуюся между собой) электрическую высоту подвеса антенны.

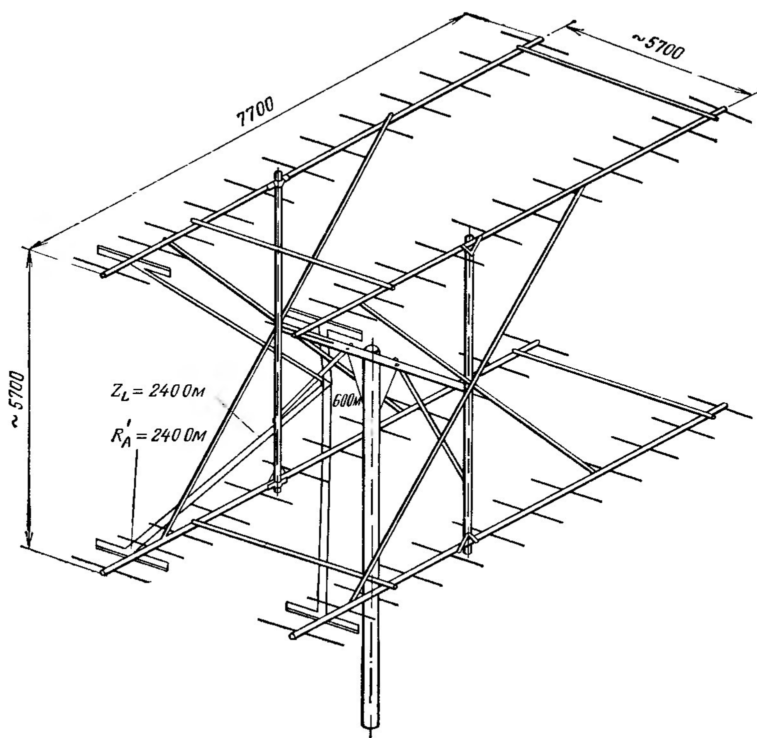


Рис. 6.42. Антенная система «4×13» (см. рис. 6.36)

Меньшая популярность среди радиолюбителей диапазона 432 МГц нашла свое отражение в том, что в технической литературе приведено меньшее число вариантов конструктивных решений антенн, предназначенных для работы в этом диапазоне.

Четырехэлементная антенна. Схема антенны приведена на рис. 6.43, параметры — в табл. 6.6. Несмотря на сравнительно небольшие размеры антенна имеет усиление G=6,5 дБ. Эта антенна обладает следующими ширинами диаграммы направленности: $\alpha_E=60°$ и $\alpha_H=100°$. Это позволяет устанавливать достаточно устойчивые радиосвязи с близко расположенными корреспондентами практически без поворота антенны. Антенна возбуждается 60-омным коаксиальным кабелем с использованием полуволнового трансформатора с коэффициентом трансформации 1 : 4. Если для

питания используется коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 75 Ом, то расстояние $W—D_1$ следует увеличить до 120 мм.

Шестиэлементная антенна. Эта антенна, изображенная на рис. 6.43*б* (см. также табл. 6.6), имеет большее усиление.

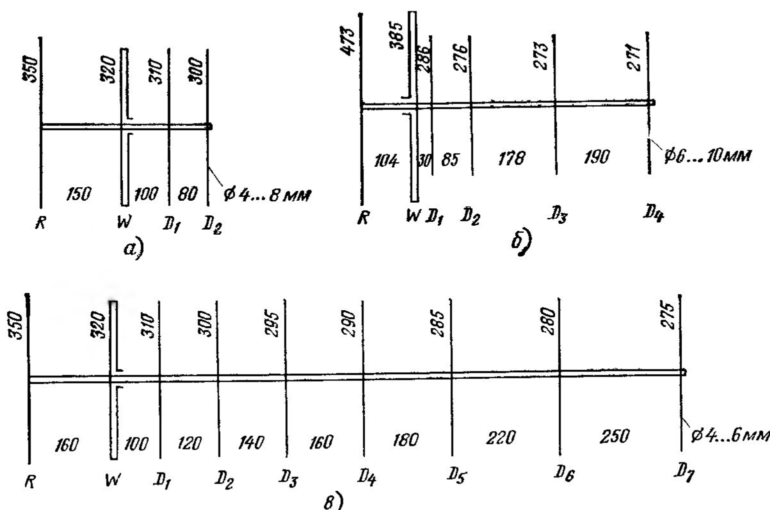


Рис. 6.43. Антенны для диапазона 432 МГц:
а — четырехэлементная; *б* — шестиэлементная; *в* — девятиэлементная

Кроме того, антенна обладает большой широкополосностью, позволяющей ей работать в диапазоне от 340 до 440 МГц. Эту антенну применяют при организации местных радиосвязей, так как она имеет малые габаритные размеры и мало чувствительна к влиянию близко расположенных предметов.

ТАБЛИЦА 6.6

Параметры антенн типа L-Яги «2×13» (к рис. 6.43)

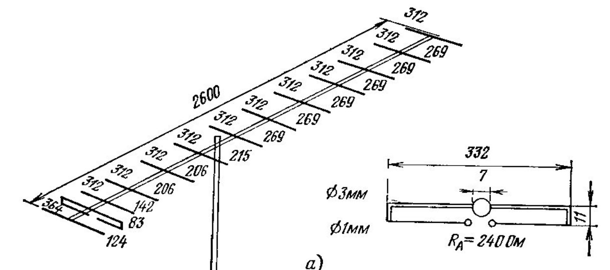
Тип антенны	L, мм	R_A, Ом	G, дБ	F/B, дБ	α_E	α_H
4 Y	335 (λ/2)	240	6,5	14	60°	100
6 Y	590 (0,85 λ)	240	9	15	50°	63
9 LY	1335 (1,9 λ)	240	11,5	19	44°	48

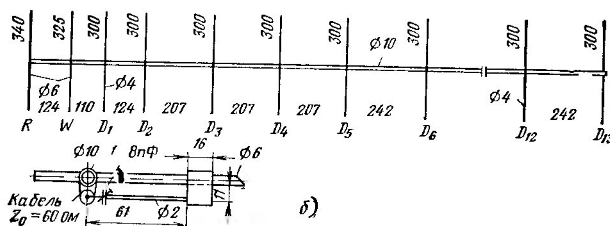
Входное сопротивление антенны составляет 280 Ом, что соответствует расстоянию $W—D_1$ около 40 мм. В этом случае резонансная частота антенны снижается до 432 МГц и для ее увеличения необходимо укоротить вибратор до 370 мм, а рефлектор до 450 мм. Отметим, что увеличение диаметра вибратора приводит к снижению резонансной частоты.

Антенна 9LY. Схема антенны приведена на рис. 6.43*в* (см. также табл. 6.6). Эта антенна была испытана радиолюбителем с

позывными SP6LB на дальних линиях радиосвязи (протяженность линии превышала 700 км). Антенна имеет большое усиление и хорошую направленность.

Входное сопротивление антенны находится в пределах от 240 до 280 Ом Наиболее эффективным способом согласования является





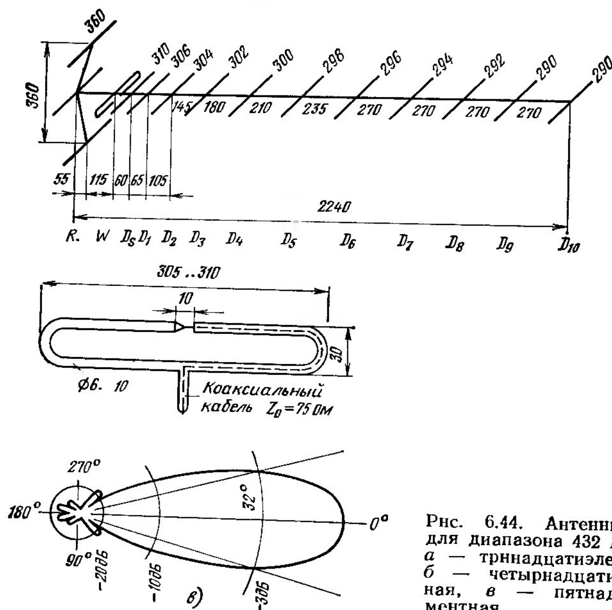


Рис. 6.44. Антенны L-Яги для диапазона 432 МГц:
а — тринадцатиэлементная; б — четырнадцатиэлементная, в — пятнадцатиэлементная

изменение в пределах ±10 мм положения первого директора D_1. Антенна имеет достаточно большую широкополосность.

Антенна DL3FM. Схема антенны и ее основные размеры приведены на рис. 6.44*а*. Усиление антенны составляет 16 дБ. Диполи выполнены из медного провода диаметром 1,3 мм, вибратор из провода диаметром 3 мм.

Антенна DLΦSZ. Пятнадцатиэлементная антенна, имеющая длину 4,35λ (29,2 м), представлена на рис. 6.44*б*. Эта антенна имеет усиление $G=15{,}2$ дБ, $R_А=50\ldots60$ дБ, отношение $F/B=22$ дБ. Для питания антенны используется гамма-трансформатор, в котором индуктивная составляющая сопротивления петли компенсируется с помощью переменного конденсатора емкостью 1...8 пФ. Такая схема позволяет использовать в качестве линии питания коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 50...60 Ом без применения симметрирующих устройств. Если же в качестве линии питания используется коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 75 Ом, то размер 61 мм (см. нижнюю часть рис. 6.44*б*) следует увеличить до 70 мм.

Антенна I5LY. Вариант пятнадцатиэлементной антенны, предложенный радиолюбителем с позывными OK1VR, показан на рис. 6.44*в*. Антенна имеет длину $l=3{,}25\lambda=2{,}24$ м. Усиление антенны составляет 12,5 дБ. В этой антенне использован оригинальный способ питания. Кабель с волновым сопротивлением 75 Ом, у которого снята оболочка, протягивают внутрь вибратора, а его средняя жила припаивается ко второму концу вибратора.

Антенна WΦEYE. Эта антенна, изображенная на рис. 6.45*а*, пользуется большой популярностью среди американских радиолюбителей. При ее проектировании использовалось условие постоянства расстояний между директорами (около 0,36λ), что позволило получить сравнительно большое усиление при малом числе элементов. Ее длина равна 4,8λ (3,35 м), $G=16{,}5$ дБ. Входное сопротивление антенны составляет 200 Ом, поэтому с помощью трансформатора с коэффициентом трансформации 4 : 1 легко применить для питания антенны коаксиальный 50-омный кабель. Если антенну возбуждать

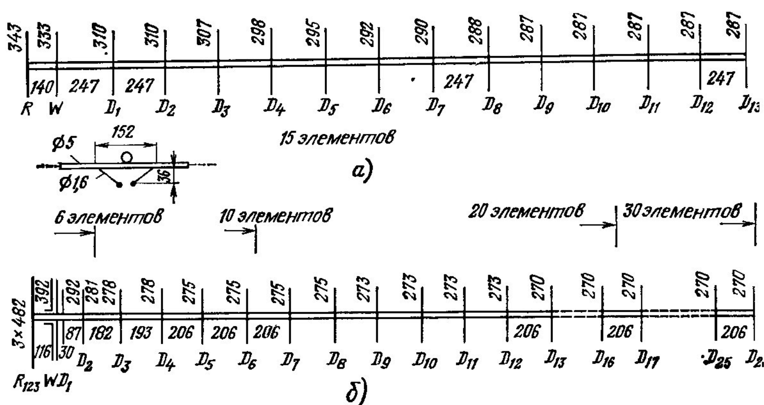


Рис. 6.45. Длинные антенны типа L-Яги для диапазона 432 МГц:
а — пятнадцатиэлементная антенна; *б* — варианты антенн, состоящих из 6; 10; 20 и 30 элементов

с помощью 75-омного коаксиального кабеля. то необходимо внести некоторую коррекцию в конструкцию антенны. Надо использовать петлевой вибратор длиной 340 мм и дополнительный директор длиной 310 мм, установленный на расстоянии 40 мм от вибратора. Для того чтобы увеличить отношение F/B, рекомендуется удлинить до 354 мм рефлектор антенны.

Антенна Шпиндлера. Эта антенна, изображенная на рис. 6.45*б*, может состоять нз 30 элементов н достигать длины 5130 мм. Антенна имеет более сложный рефлектор. Входное сопротивление антенны можно увеличить с 240 до 280 Ом путем увеличения расстояния до первого директора до 40 мм.

Переход от шестиэлементной антенны к десятиэлементной, осуществляемый добавлением секции из четырех директоров, практически не меняет входного сопротивления антенны. Еще меньшее елияние на этот же параметр оказывает переход к двадцатиэлементной антенне Параметры антенн этого типа приведены в табл. 6.7.

ТАБЛИЦА 6.7

Параметры длинных антенн типа L-Яги (к рис. 6.45)

Число элементов	L, см	G, дБ	α_E	α_H	F/B, дБ	R_A, Ом
6	217	8,5	54	70	18	240
10	1010 (1,45 λ)	11	40	44	21	240
20	3070 (4,4 λ)	16,5	25	25	26	240
30	5130 (7,4 λ)	18,5	18	18	28	240

В заключение описания конструкций антенн для диапазона 432 МГц отметим, что в этом диапазоне достаточно большое влияние на свойства антенны оказывает способ крепления диполей к несущей конструкции антенны.

6.4. Антенные решетки

Усиление антенн зависит от площади раскрыва. Антенны апертурного типа имеют усиление, пропорциональное площади поверхности раскрыва. Антенные решетки имеют несколько большее усиление, чем это следует из учета только площади их поверхности. На рис. 6.46 приведены графики, позволяющие провести сравнение усиления различных типов антенн.

Кривая *2* характеризует теоретический предел усиления апертурных антенн, имеющих равномерное возбуждение поверхности раскрыва. К теоретическому значению приближается усиление, которое можно получить, используя антенную решетку. Линия *3* соответствует усиленню, которое реализуется с помощью зеркальных параболнческих антенн. Кривая *1* характеризует усиление антенн типа Уда—Яги, отнесенное к электрической длине антенны, т. е. к l/λ. Так, например, для достижения усиления 17 дБ необходимо иметь антенну длиной 6λ. Такое же усиление создает антенна, пло-

щадь поверхности раскрыва которой, имеющая равномерное возбуждение, равна $8\lambda^2$. И, наконец, такое усиление имеет параболическая зеркальная антенна, площадь поверхности раскрыва которой равна $13\lambda^2$.

Диаграмма направленности прямоугольной апертуры с равномерным по амплитуде возбуждением описывается формулой

$$F(\theta) = \sin\left(\frac{\pi a}{\lambda}\sin\theta\right) \Big/ \left(\frac{\pi a}{\lambda}\sin\theta\right), \qquad (6.6)$$

где $a=b$ — стороны прямоугольной апертуры.

Ширина главного лепестка при условии, что $a=b$, составляет $\alpha_E=\alpha_H=0{,}88\lambda/a=50{,}5°\lambda/a$. Положение первого нуля диаграммы направленности определяется по формуле $\alpha_0=57{,}3°\lambda/a$. Уровень первого бокового лепестка составляет —13,2 дБ.

Изменяя распределение поля по раскрыву антенны, можно в больших пределах изменять форму диаграммы направленности, в том числе можно уменьшить уровень первого бокового лепестка, правда, ценой уменьшения коэффициента усиления и расширения главного лепестка диаграммы.

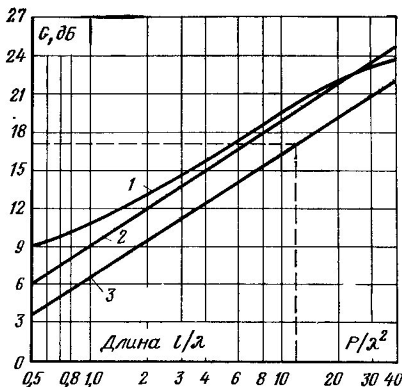


Рис. 6.46. Сравнение усиления линейных и апертурных антенн:
1 — усиление антенны Уда — Яги; *2* — теоретическое усиление параболической антенны; *3* — усиление параболической антенны; *P* — площадь поверхности раскрыва

В антенных решетках существенным является равенство фаз всех излучающих элементов, что необходимо для создания максимального усиления антенны в направлении, перпендикулярном полотну решетки. Всякое отклонение от равнофазового (синфазного) возбуждения приводит к уменьшению коэффициента усиления, росту уровня боковых лепестков.

Как правило, в диапазоне КВ и в нижней части диапазона УКВ основным элементом антенной решетки является диполь, обычно волновый диполь. Волновый диполь обладает достаточной собственной направленностью и, кроме того, большим входным сопротивлением, что позволяет соединять параллельно большую группу таких излучателей для согласования с линией питания, волновое сопротивление которой изменяется в пределах от 50 до 300 Ом. Входное сопротивление волнового диполя, питание к которому подводится посередине, зависит от отношения l/d (см. график на рис. 2.82).

Собственное усиление волнового диполя суммируется с усилением антенной системы. Эффективная площадь поверхности раскрыва волнового диполя $A_{эфф}=0{,}19\lambda^2$.

Апертура волнового диполя имеет форму эллипса (рис. 6.47*а*), оси которого равны 0,2λ и 1,33λ. Система, содержащая n диполей, длина которых равна длине волны, имеет усиление $G=4n$ и эффективную площадь поверхности раскрыва $A_{эфф}=\lambda^2 n/\pi$ (рис. 6.47*б*).

Если за решеткой диполей расположить решетку рефлекторов, то это приведет к дальнейшему увеличению усиления антенны Решетка рефлекторов размещается обычно на расстоянии 0,25λ от решетки излучающих диполей

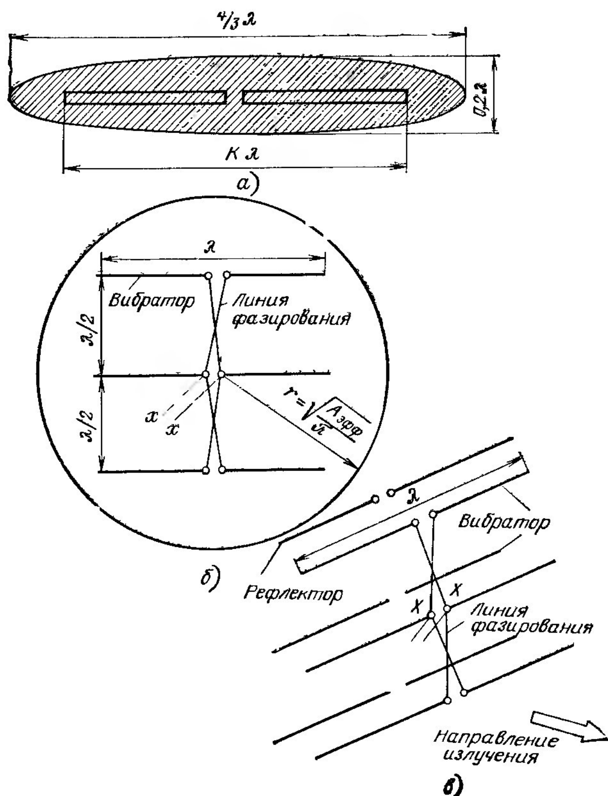


Рис 6 47 Апертуры различных антенн
а — волнового диполя, *б* — антенной системы, содержащей три волновых диполя, *в* — антенной системы содержащей три волновых диполя и рефлекторы и обеспечивающей однонаправленное излучение

Существуют два способа размещения диполей, создающих антенную решетку В первом случае эффективные площади поверхности раскрыва отдельных излучателей пересекаются между собой, а во втором — касаются друг друга (рис 6 48) Оптимальным решением является размещение диполей на расстоянии $d_H = d_E \geqslant \geqslant 1{,}6\sqrt{A_{эфф}/\pi}$ При этом расстоянии еще не наступает значительного уменьшения усиления, а боковые лепестки диаграммы направленности антенной решетки достаточно сильно ослаблены

Усиление антенной системы, содержащей 12 элементов (6 вибраторов и 6 рефлекторов) (см рис 6 47*в*), составляет $12 \times 4 = 48$,

или 16,8 дБ Две такие системы имеют теоретический уровень усиления 19,8 дБ, а четыре — 22,8 дБ Практически удается достичь только значения 21,5 дБ

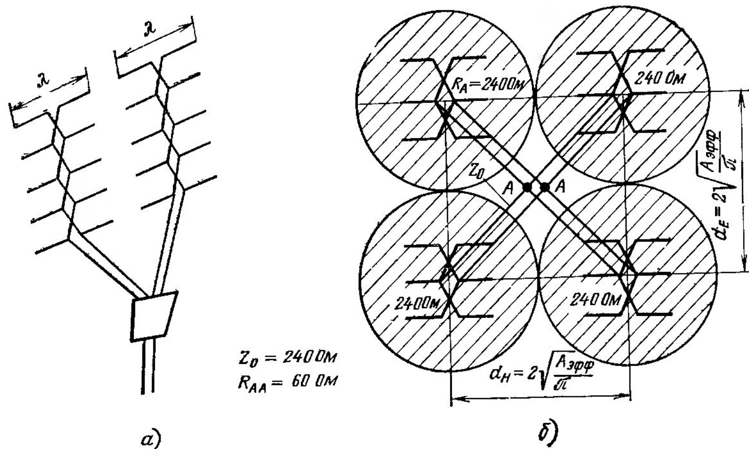


Рис 6 48 Антенная решетка
а — элементы антенны расположены равномерно, *б* — способ расположения элементов антенной решетки, при котором эффективные площади поверхности раскрыва отдельных элементов касаются друг друга

6.5. Антенны для спутниковой связи

Характерными особенностями радиосвязи с помощью ретранслятора, размещенного на искусственном спутнике Земли, являются

быстрое изменение во времени положения связного спутника относительно земной станции связи,

изменение во времени в значительных пределах поляризационных характеристик электромагнитной волны, падающей на апертуру приемной антенны земной станции

Эти две особенности обусловливают два требования к антенной системе земной станции Станция должна быть оборудована антенной, которая, во-первых, должна осуществлять режим слежения за спутником, во вторых, должна обеспечить изменение поляризационных характеристик

Практика работы по установлению радиолюбительской связи через спутник «Оскар-7» показала, что целесообразно использовать направленные антенны с системой ориентации, так как использование ненаправленных антенн, которые не нужно, естественно, снабжать системой ориентации, не обеспечивает нужного энергетического потенциала на линии, что, в свою очередь, приводит к плохим качественным показателям работы линии в целом Практика работы также показала, что, смирившись с некоторым ухудшением качества работы, можно отказаться от антенны с регулируемыми поляризационными характеристиками излучения

Одно из конструктивных решений наземной антенны показано на рис 6 49 Антенная система состоит из двух антенн типа «дель-

та», которые предназначены для работы в диапазонах 144 и 432 МГц. Эти две антенны, размещенные с двух противоположных сторон одной несущей траверсы, оказывают очень малое влияние друг на друга.

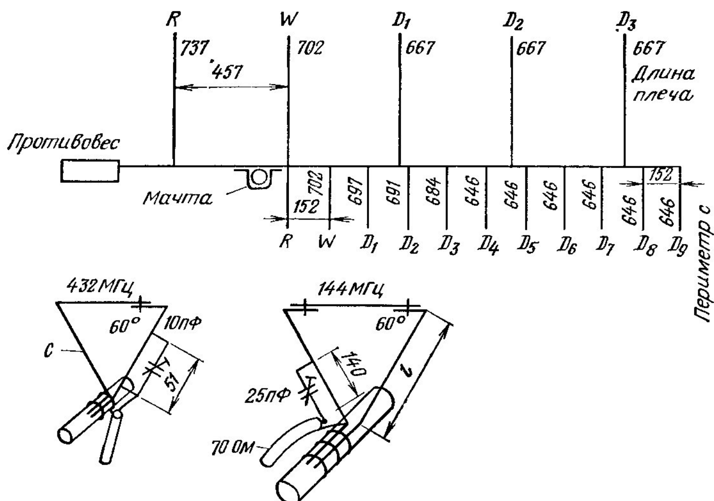


Рис. 6.49. Антенны типа «дельта». В диапазоне 432 МГц $F/B=30$ дБ, $F/S=26$ дБ, $G=12$ дБ

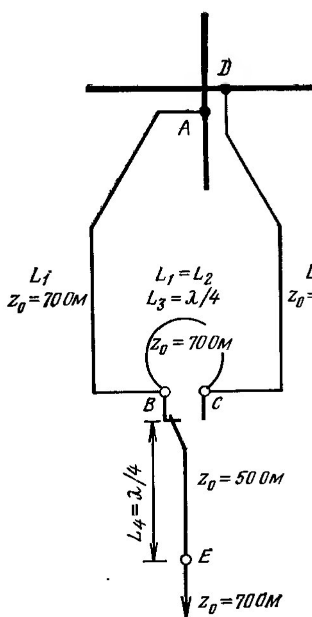
Антенны возбуждаются коаксиальным кабелем через гамма-трансформатор. Петля антенны выполнена из отрезков провода диаметром 5...8 мм. Отметим, что размеры петли не особенно критичны.

При установке антенн на несущей траверсе важно обратить внимание на то, чтобы мачта опоры проходила через центр тяжести антенной системы, что позволяет осуществить более простое конструктивное решение устройств поворота антенны в азимутальной и угломестной плоскостях (для наведения на спутник), а также поворот антенны вокруг своей оси (для изменения поляризационных характеристик).

Схема антенны, осуществляющей электрическое управление поляризационными характеристиками, приведена на рис. 6.50. Антенная система состоит из двух дипольных антенн, повернутых относительно друг друга на угол 90°. Возбуждая только одну из антенн, получаем линейно поляризованную волну одной ориентации. При возбуждении только второй антенны получаем линейно поляризованную волну, ориентированную под углом 90° к направлению поляризации волны в первой ситуации. Если возбудить обе антенны одинаковыми токами, имеющими между собой фазовый сдвиг 90°, то получим круговую поляризацию, направление вращения при этом зависит от фазового сдвига (или +90° или −90°).

Антенна возбуждается с помощью кабелей L_1 и L_2, волновое сопротивление которых равно 70 Ом. Вторые концы L_1 и L_2 подключены к зажимам *B* и *C* переключателя (реле). Эти зажимы соединены между собой кабелем L_3, имеющим волновое сопротивление

70 Ом и длину $\lambda/4$. Таким образом, в точке B (или в точке C) сопротивление равно 35 Ом. Переключатель соединен с четвертьволновым отрезком кабеля, имеющего волновое сопротивление 50 Ом, который трансформирует сопротивление в точке B (или C), равное 35 Ом, в сопротивление 71,5 Ом в точке E, к которой подсоединена линия питания в виде кабеля с волновым сопротивлением 70...72 Ом. В такой системе коэффициент стоячей волны меньше, чем 1,05.



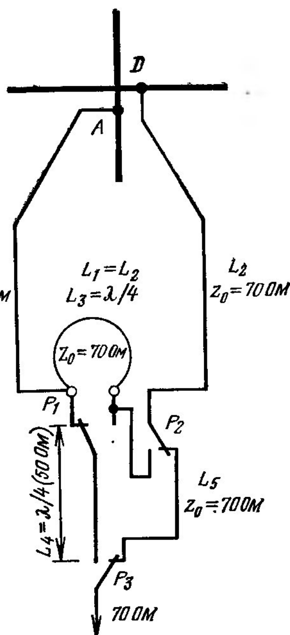


Рис. 6.50. Схема для изменення поляризационных характеристик излучения крестообразиых антеин

Рис. 6.51. Схема для изменеиия поляризациоииых характеристнк излучеиия крестообразных аитеин

Чтобы получить сдвиг фаз между обоими полями точно 90°, необходимо точно выполнить длину секции L_3 и тщательно уравнять длину секций L_1 и L_2. Измеиение направлеиия вращения круговой поляризации осуществляется переключением реле из положения B в положение C. Отметим, что данная схема мало пригодна для работы с одним дниолем; так, в этом случае появляется значительное рассогласование ($K_{\text{ст}U}>2$).

На рис. 6.51 приведена схема антенны, которая позволяет осуществить работу уже в трех режимах поляризации: вращающейся правой, вращающейся левой и линейной горизонтальной. Необходимый режим работы устанавливается с помощью переключателей P_1, P_2 и P_3. Читатель, разобравшись в работе этих двух антенн, сможет сконструировать антенную систему с четырьмя режимами поляризации: два с круговой поляризацией и два с линейной.

6.6. Рефлекторные антенны

Между антенными системами и рефлекторными (зеркальными) антеннами имеется существенная разница. В первом случае форма диаграммы направленности определяется размещением элементов антенной системы, амплитудами и фазами токов в каждом элементе. Во втором случае источник излучения создает сферическую волну, а рефлектор (зеркало) преобразует ее в плоскую волну, причем форма диаграммы направленности определяется как формой рефлектора, так и направленными свойствами первичного источника излучения, называемого облучателем.

Для анализа работы рефлекторных антенн можно пользоваться различными методами. Наибольшее развитие получил метод геометрической оптики, основные законы которого известны из оптики.

Построение рефлектора. Теория и практика показывают, что для отражения электромагнитной волны, падающей на поверхность рефлектора, не обязательно использовать сплошные зеркала. Так, например, если падающая на рефлектор волна линейно поляризована, то для эффективного отражения достаточно иметь рефлектор в виде набора линейных проводников, ориентированных вдоль направления вектора **E** падающего поля. Если же падающая волна имеет круговую поляризацию, то рефлектор может быть выполнен в виде набора проводников, линейно ориентированных в двух ортогональных направлениях. Можно также использовать сетчатые рефлекторы, которые обычно и применяют на практике.

Энергия падающей на рефлектор волны должна быть переотражена с минимальными потерями. Потери могут быть обусловлены потерями на поверхностное сопротивление, потерями из-за частичного прохождения волны за рефлектор.

Потери на поверхностное сопротивление зависят от проводимости металла, из которого выполнен рефлектор. В случае использования сетчатого рефлектора большое влияние на потери этого вида оказывает качество стыков сетки.

Потери, обусловленные прохождением волны через поверхность рефлектора, характеризуются коэффициентом прохождения (коэффициентом проницаемости)

$$p = E_{\text{пр}}/E_{\text{пад}}, \qquad (6.7)$$

где $E_{\text{пад}}$ — амплитуда падающей волны; $E_{\text{пр}}$ — амплитуда волны, прошедшей за рефлектор.

Значение параметра p определяется геометрическими размерами сетки, из которой выполняется рефлектор:

$$p = \{1 + [\lambda/2b \lg (b/\pi d)]^2\}^{-1/2}, \qquad (6.8)$$

где b — длина ячейки сетки; d — диаметр провода (рис. 6.52).

Если в качестве допустимого уровня просачивания принять $p = 0{,}1$, что соответствует прохождению за рефлектор 1% падающей на рефлектор мощности, то можно получить следующее соотношение, связывающее параметры сетки с длиной волны, при котором выдерживается принятое условие:

$$\lambda = 20\, b \lg (b/\pi d). \qquad (6.9)$$

Если читателю затруднительно проводить необходимые расчеты по приведенной формуле, то он может воспользоваться графиками, представленными на рис. 6.52. Методику пользования графиками

поясним на примере. Предположим, что $\lambda=70$ см и диаметр провода $d=3$ мм. Находим точку пересечения кривой, соответствующей $\lambda=70$ см, с горизонтальной прямой, соответствующей $\lambda=70$ см, с горизонтальной прямой, соответствующей диаметру 3 мм. Из точки пересечения кривой и горизонтальной прямой опускаем перпендикуляр на ось абсцисс и получаем размер стороны ячейки $b=30$ мм При $\lambda=2$ м и $d=3$ мм получим, что $b=56$ мм.

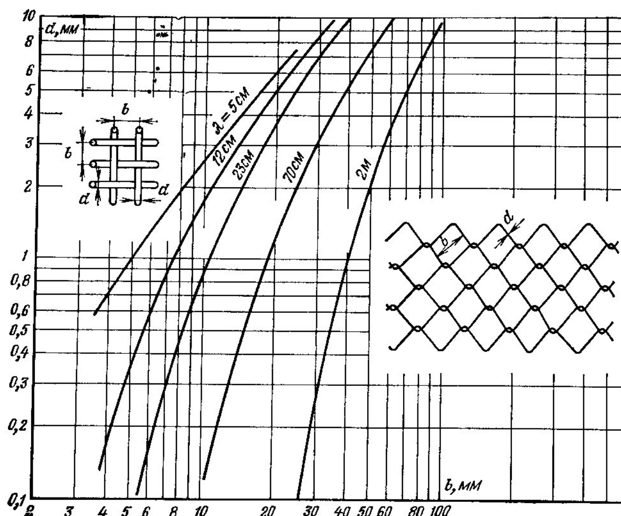


Рис. 6.52. График для определения максимальных размеров ячеек рефлектора

Антенны с уголковым рефлектором. Антенны с уголковым рефлектором достаточно просты в изготовлении и по этой причине раньше пользовались у радиолюбителей большой популярностью. Эти антенны имеют усиление, сравнимое с усилением, которое обеспечивает антенна Уда—Яги, но по сравнению с последними требуют применения большего количества материалов.

Схема уголковой антенны (так иногда называют рассматриваемые антенны) приведена на рис. 6.53. Излучающим элементом обычно служит полуволновый диполь. Обычно этот элемент выполняют с малым отношением l/d, что способствует расширению диапазона рабочих частот. Уголковый рефлектор выполняется из набора диполей длиной $H \geqslant 0{,}6\lambda$, размещенных на расстоянии $G=0{,}1\lambda$ друг от друга. Длина стороны рефлектора L зависит от расстояния S между вибратором и вершиной отражателя, а также от угла раскрыва уголкового рефлектора.

Рассмотрим процесс отражения волны от уголкового рефлектора. Волна, падающая в точку A рефлектора, после отражения распространяется параллельно оси рефлектора. Волна, падающая на рефлектор выше или ниже точки A, после отражения распространяется под некоторым углом к оси рефлектора (см. рис 6.53*б*).

Для рефлектора с углом раскрыва $\alpha=90°$ длина стороны рефлектора достигает значения $2S$. В этом случае точка A находится

на расстоянии 1,41S от вершины рефлектора. Если уменьшить угол раскрыва рефлектора с 90° до 60°, то точка A будет отстоять от вершины рефлектора уже на расстояние 1,73S Поэтому в этом варианте, при котором не меняется длина стороны рефлектора, а только уменьшается угол раскрыва, усиление антенны не изменится Усиление увеличится, если одновременно уменьшить угол раскрыва и удлинить до значения 3S длину стороны рефлектора

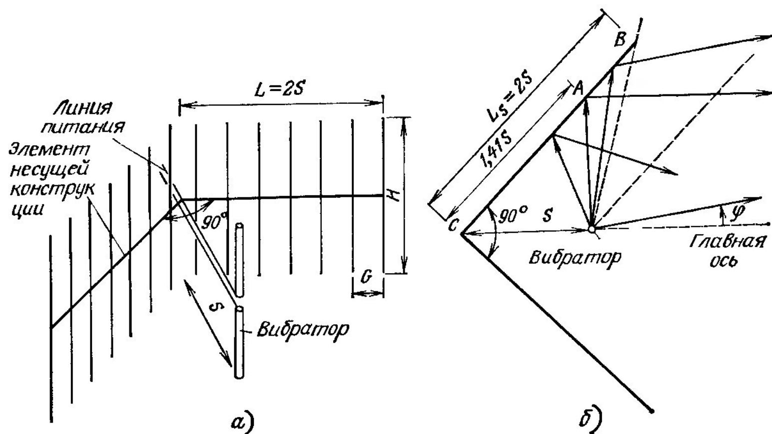


Рис 6 53 Схема антенны с уголковым рефлектором

Уменьшение высоты рефлектора H от 0,6λ до 0,3λ приводит вначале к уменьшению усиления, а потом и к изменению направления излучения главного лепестка диаграммы направленности

Для того чтобы расширить полосу рабочих частот уголковой антенны, следует использовать широкополосный вибратор и выбирать антенну со следующими размерами $S=0{,}5$ и $L=1{,}0\lambda$ Обычно эффективная площадь поверхности раскрыва уголковых антенн $A_{\text{фф}}=(1\quad 2)\lambda^2$ зависит от угла раскрыва антенны и длины сторон рефлектора

Анализ уголковой антенны можно провести, пользуясь методом зеркальных изображений, согласно которому стороны рефлектора исключаются из рассмотрения, а их взаимодействие с реальным источником излучения заменяется рядом мнимых источников На рис 6 54*а*, *б* приведены эквивалентные схемы антенн, имеющих угол раскрыва соответственно 90° и 60° Схема, эквивалентная уголковой антенне с углом раскрыва 90°, имеет один реальный излучатель и три мнимых, причем фаза возбуждения мнимых диполей *2* и *4* отличается на 180° от фазы возбуждения реального диполя, а фаза возбуждения третьего мнимого диполя совпадает с фазой реального диполя Диполи *2* и *4* отстоят от диполя *1* на расстояние 1,41S, а расстояние между этими диполями вдоль оси антенны составляет S Результирующая диаграмма направленности четырехэлементной системы, у которой амплитуды токов в элементах одинаковы, а фазы возбуждения определены выше, является диаграммой излучения уголковой антенны

Результирующая диаграмма направленности шести излучателей, один из которых является реальным излучателем, а пять — мнимы-

ми, определяет диаграмму направленности уголковой антенны, имеющий угол раскрыва 60°

Из графиков, приведенных на рис 6 55, следует, что изменение расстояния S приводит к изменению формы диаграммы направленности Диаграмма направленности в плоскости E уголковой антенны значительно шире, чем в плоскости H, для которой рефлектор играет основную роль

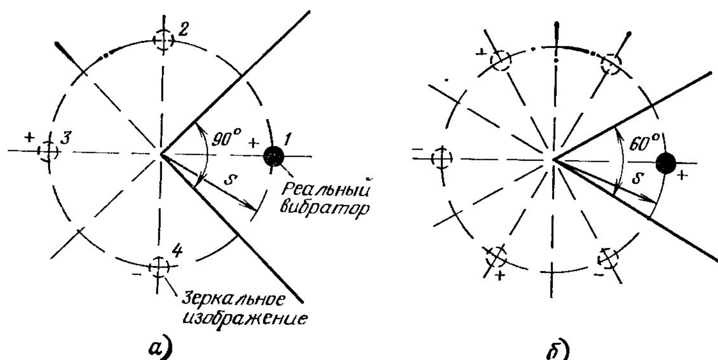


Рис 6 54 Эквивалентные схемы антенн с уголковым рефлектором
а — антенны с φ=90°, *б* — антенны с φ=60°

О влиянии расстояния S на форму диаграммы направленности можно судить по рис 6 55*б*, на котором представлены диаграммы в плоскостях E и H для уголковой антенны с углом раскрыва 90°

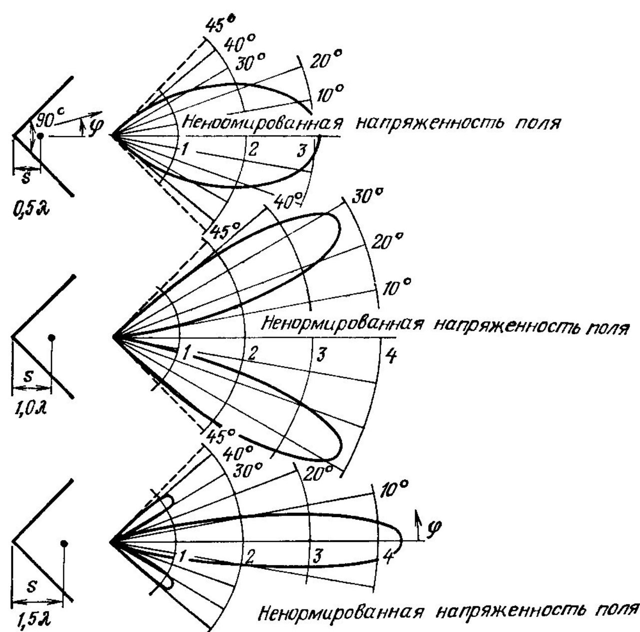
Изменяя угол раскрыва и расстояние S, можно регулировать усиление антенны При малых расстояниях S усиление антенны изменяется так, как показано на рис 6 56*а*, а при больших — как на рис 6 56*б*, *в* Значение усиления нормировано относительно усиления полуволнового диполя, размещенного в свободном пространстве Угол 180° означает, что рефлектор выполнен плоским Пунктирной линией показаны реальные значения усиления, отличающиеся от теоретических из-за наличия сопротивления потерь $R_{пот}=1$ Ом

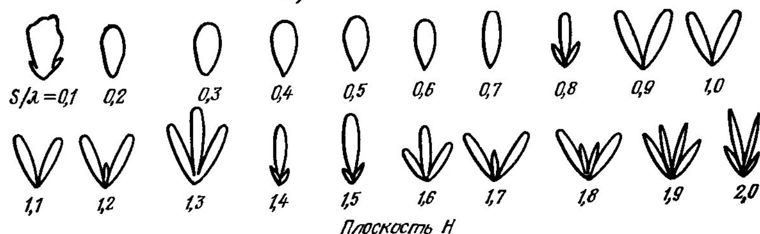
Из графиков, приведенных на рис 6 56*б*, *в*, следует, что изменение усиления антенны в зависимости от отношения S/λ носит осциллирующий характер усиление сначала растет с увеличением S/λ, а затем уменьшается, далее вновь растет и т д

Входное сопротивление R_A зависит от расстояния S и угла раскрыва антенны Для анализа влияния этих параметров на R_A можно воспользоваться графиками, приведенными на рис 6 57*а* для малых значений S/λ и рис 6 57*б*, *в* для больших значений S/λ Анализ графиков показывает, что при больших значениях отношения S/λ входное сопротивление уголковой антенны, излучателем которой является полуволновый диполь, приближается к входному сопротивлению полуволнового диполя, размещенного в свободном пространстве

В табл 6 8 сведены основные параметры уголковой антенны, предназначенной для работы в диапазонах 145 и 432 МГц

Антенна обратного излучения. Этот тип антенн известен сравнительно давно и разрабатывался с целью получения повышенного значения усиления антенн с рефлектором Схема антенны приведе-





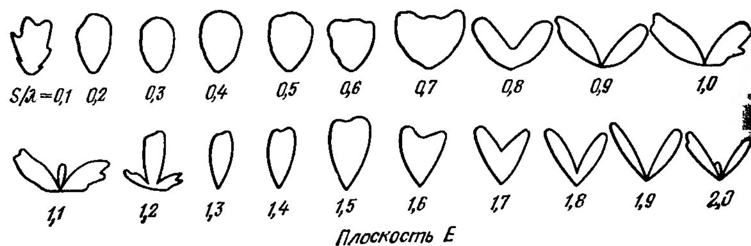


Рис 6 55 Влияние расстояния S на направленные свойства уголковой антенны *а* — точная форма диаграммы направленности антенны в пределах угла рав ного углу раскрыва рефлектора, *б* — диаграммы направлеиности антенны в двух основиых плоскостях

ы на рис 6 58 В принципе антенна напоминает известную антенну Уда—Ягн, правда, отличается от последней тем, что направление максимального излучении ориентировано на рефлектор Роль рефлектора — переотразить падающий на него поток электромагнитной энергии и излучить его в направлении, обратном первоначальному направлению

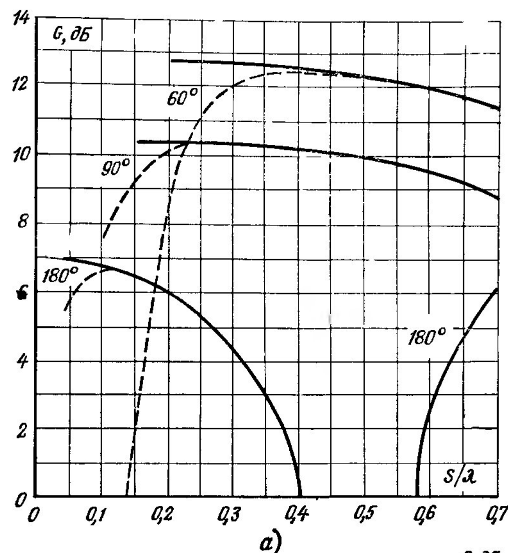
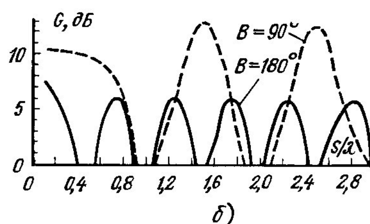


Рис 6 56 Усиление уголковых антенн



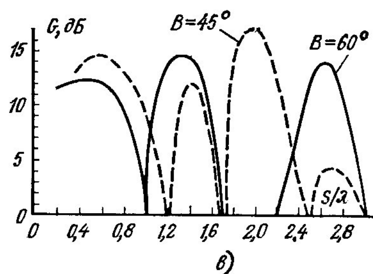


ТАБЛИЦА 68

Размеры и параметры уголковой антенны УКВ диапазона

Частота, МГц	145	145	432	432	432
Угол раскрыва	90	60	90	60	45
Длина плеча L, мм	1370	2060	460	700	830
Расстояние S, мм	683	1035	228	345	414
Ширина плеча, мм	1250	1250	420	420	420
Длина вибратора, мм	970	970	320	320	320
Расстояние G, мм	125	125	40	40	40
Усиление, дБ	10	12,5	10	12,5	14,5
Входное сопротивление Ом	60	75	60	75	50

Принцип действия такой антенны сводится к следующему: волна, излученная активным вибратором антенны, дважды проходит над системой пассивных директоров (один раз при облучении большого рефлектора, второй — после отражения от рефлектора). Поэтому следует ожидать как бы удвоения длины антенны, т. е. увеличения ее усиления.

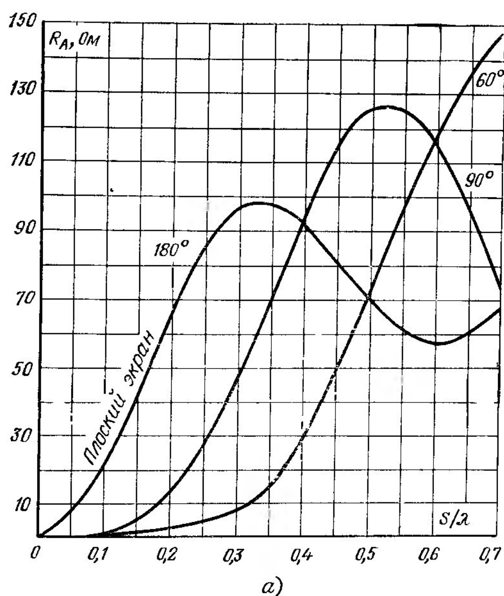
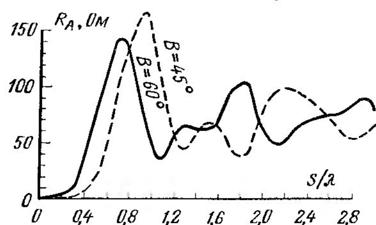
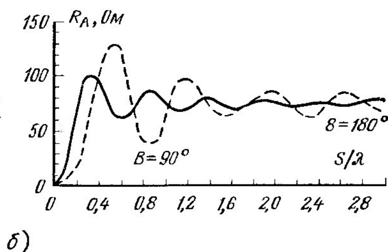


Рис 6.57. Зависимость входного сопротивления уголковой антенны от S/λ





б)

Надо сказать, что малый рефлектор антенны оказывает некоторое «заслонияющее» действие для потока отраженной от большого рефлектора энергии, однако этот затенияющий эффект весьма незначителен.

Антенны обратного излучения нашли широкое распространение в радиопеленгационных радиослужбах, а также в бортовых радиосистемах. Усиление антенн этого типа лежит в пределах 15...30 дБ, т. е. практически эти антенны заполняют брешь между антеннами Уда—Яги и параболическими антеннами. Отметим, что антенна обратного излучения имеет сравнительно небольшой уровень боковых лепестков диаграммы направленности.

Типичный образец преобразования антенны Уда—Яги в антенну обратного излучення показан на рнс. 6.59. Антенна Уда — Ягн, состоящая нз рефлектора R, вибратора W и нескольких директоров D, излучает в сторону большого рефлектора M. Рефлектор M может быть выполнен из сетки нли в виде сплошного экрана. Рефлектор M перензлучает падающую на него волну в противоположном направленни. Длина рассматриваемой антенны определяется длиной регулярной частн антенны Уда—Яги. Заметим, что вместо днпольных директоров в замедляющей системе могут использоваться и другие, например в виде круглых дисков. Можно также использовать диэлектрическнй цилиндр.

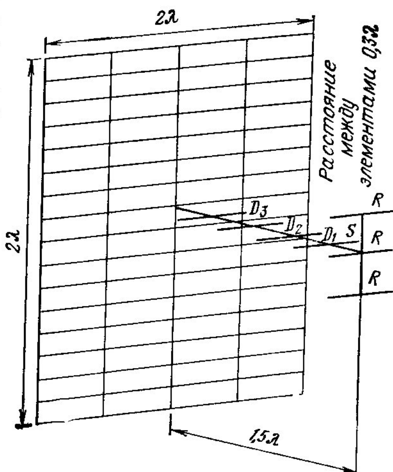


Рис. 6.58. Аитенна обратиого излучения

Усиление антенны Уда — Яги рассчнтывается по формуле $G=10l/\lambda$, а усиленне антенны обратного излучення по формуле $G=60l/\lambda$. На рис. 5.59б изображены две равноценные по реализуемому уснлению антенны: антенна Уда — Яги длиной 5,5λ и антенна обратного усиления длиной 0,5λ.

Антенны обратного излучения можно рассматривать как открытые резонаторные системы, и в очень отдаленной степени такие антенны напоминают лазеры, где вместо рефлекторов используются зеркала. Между двумя рефлекторами антенны — малым рефлектором R и большим рефлектором M — возникает стоячая волна. Большой рефлектор M является полностью непрозрачным для электромагнитного нзлучения, тогда как малый рефлектор частнчно пропускает падающую на него электромагнитную волну.

Такой принцип может быть заложен прн проектнровании иных схем антенн обратного нзлучення.

Проектнрование антенн обратного излучения. При изложении данного материала будем в основном следовать рекомендациям, изложенным в работе [29].

1. Система возбуждения в внде антенны Уда—Яги с поверхностной волной должна проектироваться исходя из расчета оптимальной скоростн, соответствующей длине антенны $2l$ (а не длине l). Для выбора параметров антенны можно воспользоваться рис. 6.60*а*.

2. Усиление антенны обратного излучения должно примерно на 6 дБ превышать усиление антенны Уда—Яги, водбуждающей анализируемую антенну. Отметим, что эта оценка относится к рефлектору не очень больших размеров. Для рефлектора больших размеров усиленне несколько уменьшается (до 4,5 дБ), что, по-вндимому, объясняется появленнем на рефлекторе протнвофазно возбужденных областей, размещенных на краях рсфлектора.

Несколько слов о вынгрыше в 6 дБ при использованин отражающего рефлектора. Этот выигрыш обусловлен двумя факторами. Первый из них достаточно очевиден — удваивается длина антенны поверхностной волны, что соответствует прибавке на 3 дБ.

Вторая причина, вызывающая дополнительный прирост усиления еще на 3 дБ, менее изучена. Некоторые авторы считают, что в данной схеме происходит более естественное согласование замедленной волны, распространяющейся вдоль антенны, с обычной волной, рас-

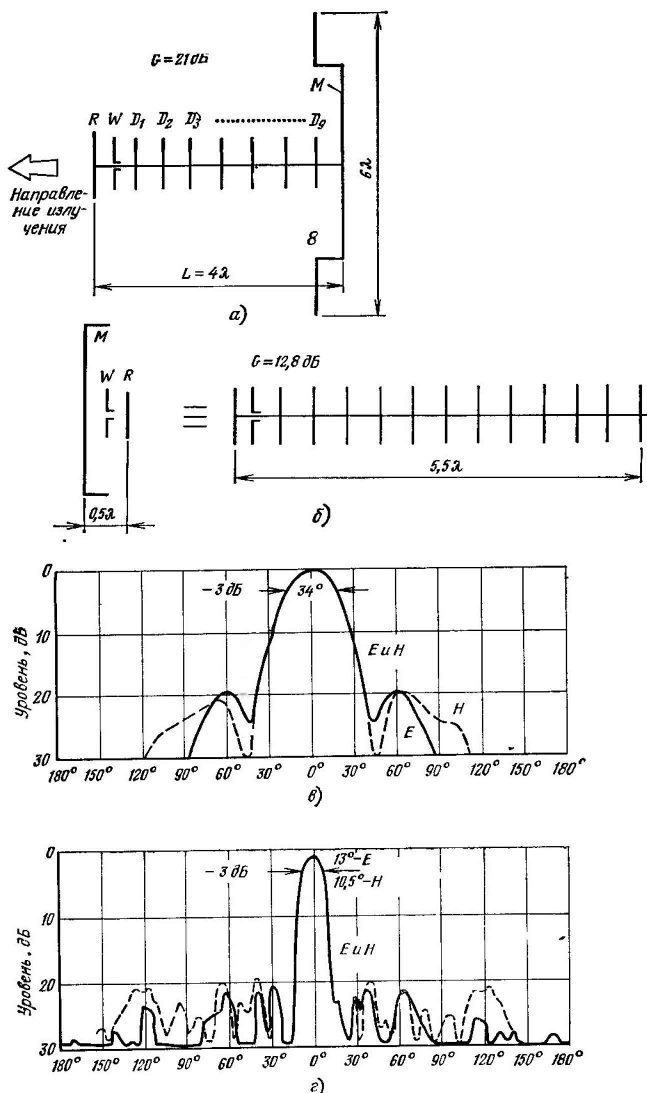


Рис 6 59 Антенна обратного излучения:
а — обозначения, *б* — антенна обратного излучения и эквивалентная ей антенна Уда — Яги; *в*, *г* — диаграммы направленности антенн обратного излучения длиной 0,5λ и 4λ соответственно

пространяющейся в свободном пространстве. Имеются и другие точки зрения по этому вопросу.

Для того чтобы на интервале $R—W$, равном длине L, возникла стоячая волна, необходнмо, чтобы выполнялось условие $L=n\lambda/2$, где $n=1, 2, 3, ...$

3. Размеры рефлектора указаны на рнс. 6.60*б*. Радиус рефлектора t должен соответствовать условню

$$t/\lambda = 0{,}57\sqrt{l/\lambda}. \qquad (6.10)$$

Если рефлектор выполнить с большнм радиусом, то разница длин WB и WA может достигать $\lambda/2$, что соответствует протнвофазному возбужденню поверхности рефлектора, приводящему к уменьшению усиления антенной системы в целом.

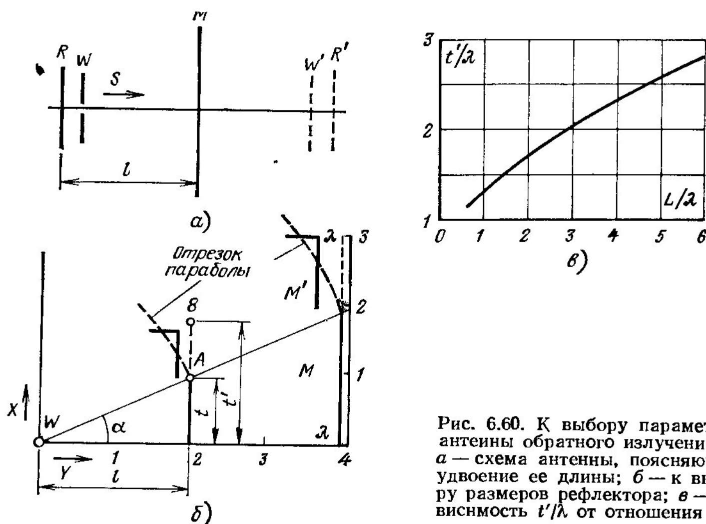


Рис. 6.60. К выбору параметров антенны обратного излучения:
а — схема антенны, поясняющая удвоение ее длины; *б* — к выбору размеров рефлектора; *в* — зависнмость t'/λ от отношения L/λ

Идеальным решением было бы выполнение профиля поверхности рефлектора в внде параболы, определяемой уравнением

$$X + \sqrt{X^2 + Y^2} = l + \sqrt{l^2 + d^2}, \qquad (6.11)$$

где X и Y — координаты относнтельно точки W. На рис. 6.60*б* парабола показана пунктирной линией.

Если допустнть, что макснмальная разность $WB—WA$ не превышает $\lambda/3$, то получнм завиcнмость, показанную на рис. 6.60*в*. Отметим, что прнведенные результаты нашлн экспернментальное подтверждение.

Если $l>2\lambda$, то можно пользоваться упрощенной формулой

$$t'/\lambda = 1{,}1\sqrt{l/\lambda}. \qquad (6.12)$$

И, наконец, еслн вместо плоского рефлектора с диаметром $2t'$ применить зонированный рефлектор, шаг ступеньки которого соответствует $\lambda/4$, то дополннтельное уснление, обусловленное использованием схемы обратного излучения, возрастает до 8 дБ по срав-

нению с усилением одиночной антенны, используемой в качестве возбудителя антенны обратного излучения

Антенна обратного излучения длиной 4λ Схема антенны приведена на рис 6 61 Антенна имеет усиление 21,4 дБ по отношению к усилению полуволнового диполя Система возбужде

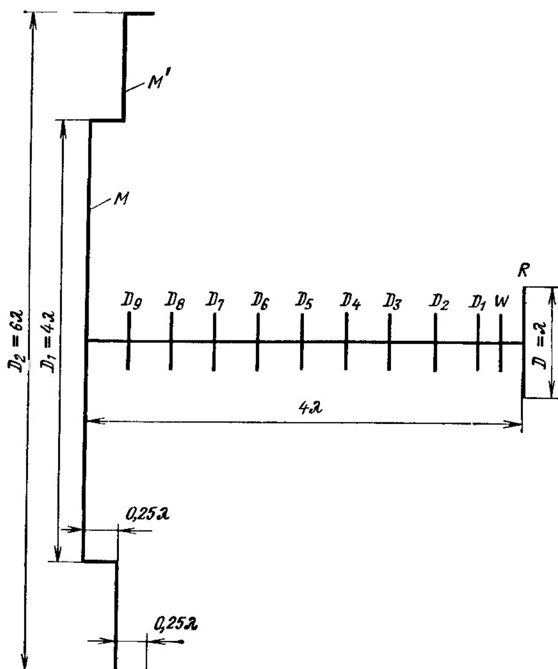


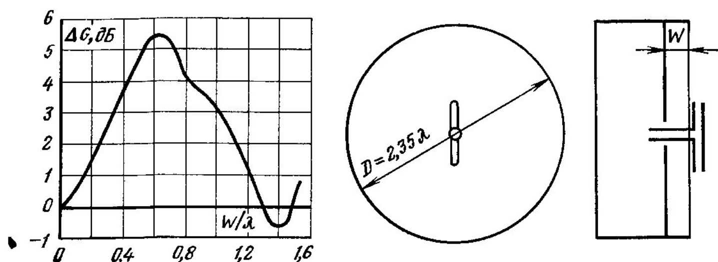
Рис 6 61 Антенна обратного излучения с усилением 21 дБ

ния состоит из вибратора, рефлектора и девяти директоров Рефлектор антенны выполнен в виде диска, диаметр которого равен одной длине волны Вибратор имеет длину $K\lambda/2$ Первый директор отстоит от вибратора на расстояние $W—D_1=0{,}2\lambda$, каждый следующий — на расстояние $0{,}4\lambda$ от предыдущего Длины всех директоров равны между собой (длина директора зависит от его толщины) Полная длина возбуждающей системы равна 4λ

Большой рефлектор M антенны имеет диаметр $D_1=4\lambda$ Перед ним на расстоянии $0{,}25\lambda$ размещен еще один кольцеобразный рефлектор, внешний диаметр которого равен 6λ, а внутренний — 4λ Исследования показали, что эта антенна имеет усиление на 8 дБ больше, чем антенна Уда—Яги, длиной 8λ

Высота кольцевого рефлектора w обычно составляет $0{,}25\lambda$ Исследования показали, что высота влияет на дополнительное усиление ΔG антенны На рис 6 62 приведен график зависимости $\Delta G(w/\lambda)$ для одного значения диаметра $D=2{,}35\lambda$ Дополнительное усиление прибавляется к усилению, которое реализует обычная схема антенны обратного излучения с плоским рефлектором

Созданне антенн с большим значеннем усиления для диапазона 132 МГц наталкнвается на определенные трудностн, в первую очередь связанные с изготовленнем рефлектора достаточно большого диаметра, так как в этом случае необходимо обеспечить необходимую жесткость рефлектора и несущей траверсы Отметим и достоинства данной антенны большое усиление, простота питання н сравнительно малая критичность размеров антенны



Рнс 6 62 Влияние глубины кольцевого рефлектора на дополнительный выигрыш уснления антенны

Параболические антенны. Антенны с усилением свыше 20 дБ предназначенные для работы в диапазоне УКВ, обычно выполняются в внде параболическнх антенн По сравнению с антенными решеткамн параболические антенны имеют более простое питание, большее значение коэффнцнента полезного действия Кроме того, по самой своей природе зеркальные параболические антенны очень широкополосны, а дальнейшее расширение полосы частот достигается просто сменой облучателя антенны

В настоящее время практически все профессиональные антенны, имеющие усиленне более 30 дБ, построены на базе зеркальных антенн Отметнм, что размеры существующнх зеркальных антенн огромны Так, например, зеркальная антенна ионосферной обсерватории Корнельского уннверситета в Аресибо (Пуэрто Рико) нмеет днаметр 305 м

Большие размеры зеркальных антенн, с помощью которых реализуются большое усиленне и малая шнрина диаграммы направленностн, требуют высокой точностн изготовлення профиля параболнческого зеркала В свою очередь, это предъявляет жесткие требования к прочности антенны, которая должна функционнровать без ухудшения параметров под воздействием ветровых нагрузок

Радиолюбителям удалось выполнить ряд достаточно простых конструкцнй зеркальных антенн, предназначенных для работы в днапазонах 432 и 1296 МГц, внешний вид одной из них показан на рнс 6 63

Ниже приведена основная информация, необходнмая для проектнрования зеркальных параболических антенн

1 В уголковой антенне только несколько лучей, отраженных вблизи точкн *А* (см рис 6 53*б*), распространяются вдоль оси антенны, а остальные рассеиваются В параболической антенне все отраженные от рефлектора лучи параллельны осн антенны и участвуют в создании направленного нзлучения (рис 6 64) Отметим, что в раскрыве параболической антенны создается плоский фронт волны.



Рис 6 63 Внешний вид параболической антенны

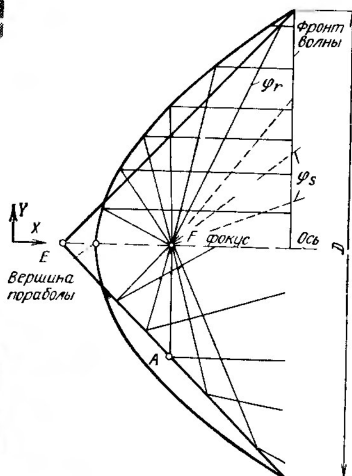
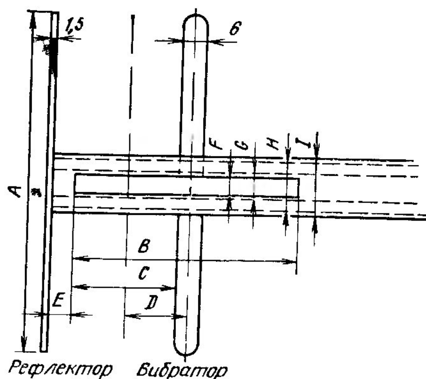


Рис 6 64 Отражение лучей в параболе

2 Только часть $\Phi_р$ излученной облучателем электромагнитной энергии падает на рефлектор, а оставшаяся часть $\Phi_п$ проходит мимо зеркала У современных зеркальных антенн отношение $\Phi_р/(\Phi_р+\Phi_п)$ составляет более 90% Естественно, что у параболических антенн, сконструированных радиолюбителями, значение отношения $\Phi_р/(\Phi_р+\Phi_п)$ меньше, что определяется в основном несовершенством выполнения облучающей системы



A	B	C	D	E	F	G	H	I
103,0	103,0	57,9	28,6	8,7	6,3	6,9	15,8	19

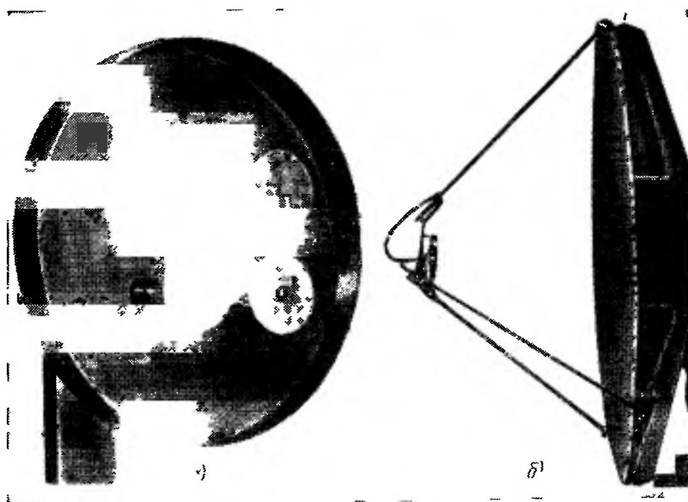
Размеры даны в мм, диапазон 23см

Рис 6 65 Облучатель параболической антенны для диапазона 1296 МГц

3 Увеличение отношения $\Phi_р/(\Phi_р+\Phi_п)$ достигается благодаря проектированию облучателей с нужными характеристиками излучения Наиболее часто радиолюбители применяют систему, состоящую из вибратора и рефлектора (*W*—*R*), изображенную на рис 6 65*а* В качестве облучателя используется также антенна обратного излучения (рис 6 66) Диа-

грамма направленности антенны в целом и отдельно облучателя приведены на рис 6 66*б*

4 Наибольшее усиление параболической антенны получается в случае, когда вся поверхность антенны возбуждена равномерно Реальные конструкции антенн характеризуются неравномерностью амплитудного возбуждения, причем достаточно часто принимают



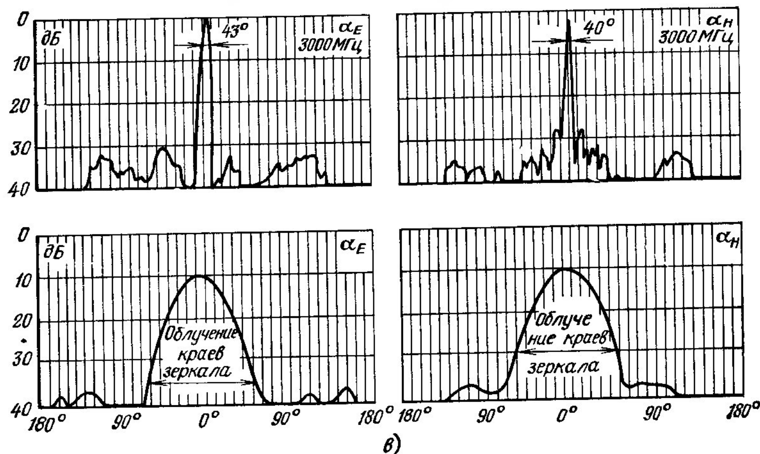


Рис 6 66 Параболическая антенна с облучателем в виде антенны обратного излучения

а — счетверенный облучатель, *б* — вид антенны для частоты 3000 МГц; *в* — диаграммы направленности антенны (вверху) и облучателя (внизу)

специальные меры по уменьшению уровня облучения краев зеркала антенны, что приводит к значительному увеличению отношения F/B. В современных антеннах это отношение достигает 60...70 дБ.

5. Диаграмма направленности параболической антенны является результатом сложения диаграмм переотраженной от рефлектора волны и поля излучателя (рис. 6.67). На рисунке, как и ранее, знаки + и — схематично показывают изменение фазы на 180°.

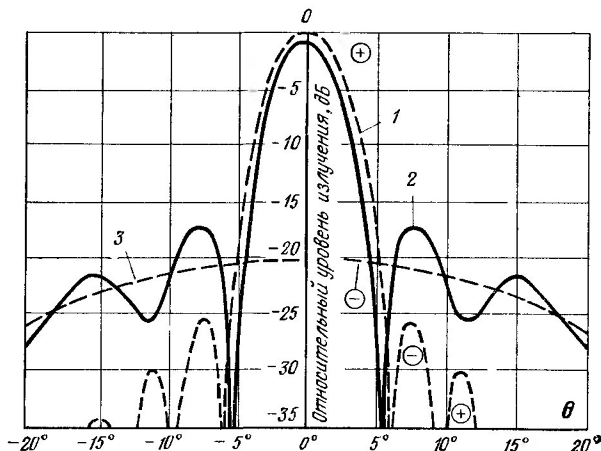


Рис. 6.67. Диаграмма направленности параболической антенны:
1 — диаграмма апертуры; 2 — результирующая диаграмма; 3 — диаграмма облучателя (в заднем полупространстве)

6. Максимальное значение усиления параболической антенны, имеющей раскрыв с диаметром D, определяется по формуле $G=(\pi D/\lambda)^2$. Графики, приведенные на рис. 6.68, позволяют определить усиление параболической антенны с диаметром рефлектора d на частотах 144; 432 и 1296 МГц [1]. Ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности может быть оценена по формуле $\theta_{0,5}=58\lambda/D$, а ширина диаграммы направленности по нулевому уровню излучения по формуле $\theta_0=140\lambda/D$.

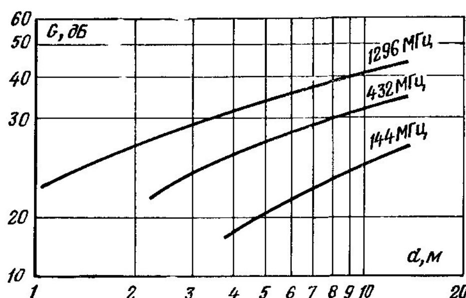


Рис 6.68 Зависимость усиления параболической антенны от диаметра рефлектора

Следует иметь в виду, что последние формулы справедливы только при условии равномерного возбуждения по-

[1] На практике усиление на 2—3 дБ ниже значения, рассчитанного по приведенной формуле или по графикам рис. 6.68. (*Прим. ред.*)

верхности параболической антенны. Как уже отмечалось на практике, это не всегда выполняется, и поэтому оценки, полученные с помощью данных формул, дают минимальные значения искомых параметров. Реальные значения параметров всегда на несколько десятков процентов больше.

7. Облучатель антенны находится в фокусе F параболы (рис. 6.69). Фокус параболы может находиться внутри раскрыва зерка-

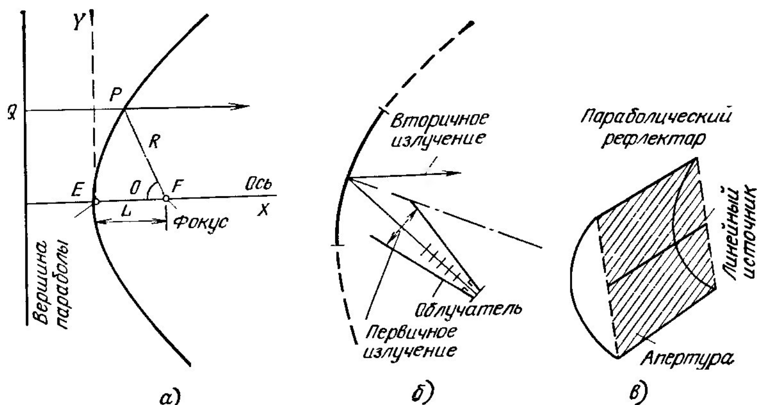


Рис. 6.69. Схема параболических антенн:
а — обычная осесимметричная схема; *б* — схема с вынесенным облучателем; *в* — параболический цилиндр

ла или лежать вне раскрыва. Это зависит от соотношения фокусного расстояния L и диаметра раскрыва параболы. Глубина параболического зеркала определяется с помощью параметра $g = 16L^2/D^2$. Большие значения параметра g характеризуют длиннофокусные системы, а малые — короткофокусные. Случай $g=1$ соответствует параболическому зеркалу с углом раскрыва, отсчитываемым от фокуса антенны, равным 180°. Это означает, что фокус параболы лежит на линии, соединяющей края зеркала.

8. Для уменьшения затенения раскрыва антенны облучателем (которое приводит как к снижению усиления, так и к росту уровня бокового излучения) применяют так называемую схему *с вынесенным облучателем* (рис. 6.69*б*). В этом случае в качестве отражающего зеркала используется неосесимметричная часть поверхности параболоида вращения.

Иногда также используется другой тип рефлекторной антенны — *параболический цилиндр* (рис. 6.69*в*). Такая конструкция более проста в изготовлении, так как имеет кривизну только в одном сечении зеркала, а второе сечение представляет собой прямую линию. Напомним, что в обычной схеме параболической антенны зеркало имеет кривизну в обоих ортогональных сечениях. В качестве облучателя антенн с зеркалом в виде параболического цилиндра могут быть использованы антенны, создающие цилиндрическую волну.

6.7. Спиральные антенны

Основные сведения. Одна из возможных схем спиральной антенны приведена на рис 6 70 Данная антенна характеризуется следующими параметрами диаметром спирали D, длиной витка L, шагом спирали S, углом спирали α Спиральная антенна возбуждается с помощью коаксиального кабеля, внутренняя жила которого соединена со спиралью Внешняя жила кабеля (его экран) соединена с рефлектором, выполненным обычно в виде диска диаметром $D_э$

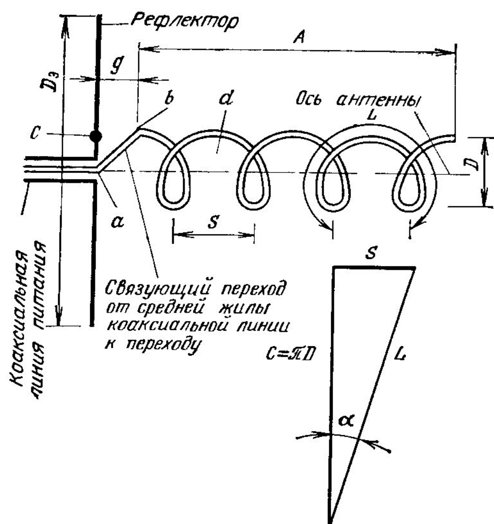


Рис 6 70 Схема спиральной антенны

Форма диаграммы направленности спиральной антенны существенным образом зависит от электрической длины периметра витка c/λ, а также от электрической длины шага спирали S/λ Наиболее типичные формы диаграмм направленности спиральной антенны показаны на рис 6 71*б*.

В спиральной антенне в зависимости от ее электрических параметров могут возбуждаться различные *типы волн* (моды) Анализ возникновения различных типов колебания и структуры поля спиральной антенны лежит вне границ данной книги Здесь приведем некоторые качественные соображения по данному вопросу Обратимся к графикам на рис 6 71 Горизонтальная ось этого графика соответствует спиральной антенне, выполненной в виде длинной линии, т. е в данном случае периметр витка спирали $c_\lambda = 0$ Вертикальная ось соответствует другому предельному случаю спиральной антенны, а именно — петле с шагом $S_\lambda = 0$ Реальные спиральные антенны, у которых ни шаг, ни периметр витка не равны нулю, имеют характеристики, соответствующие конечным значениям параметров $c_\lambda \neq 0$ и $S_\lambda \neq 0$. Из графика следует, что существуют от-

дельные области, определяемые соотношением параметров c_λ и S_λ, в которых возникают различные собственные волны, которым свойственны разные диаграммы направленности Области, соответствующей собственной волне T_0R_0, соответствует диаграмма направленности, аналогичная диаграмме направленности короткого диполя. Области T_1R_1 соответствует возбуждение замедленной волны, которой свойственна диаграмма направленности, приведенная справа на рис 6 71б Дальнейшее увеличение длины витка спирали приводит к образованию нового типа волны в спирали и диаграмме направленности, показанной в середине рис 6 71б

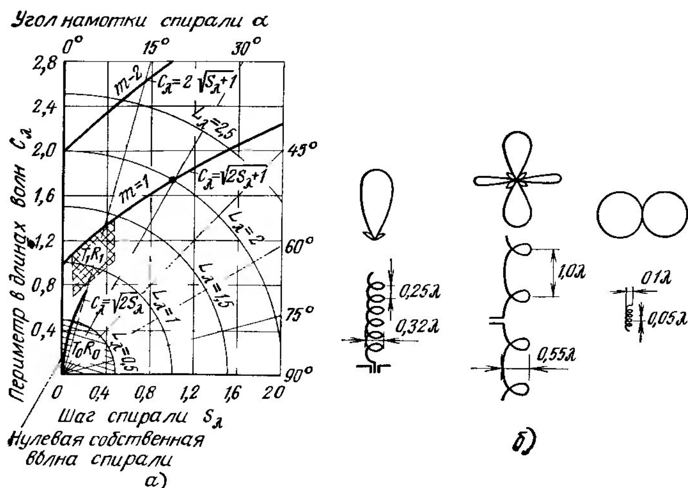


Рис 6 71 Собственные волны спиральных антенн
а — области возникновения различных собственных волн, *б* — диаграммы направленности спиральных антенн с различными собственными волнами

На характер излучения спиральной антенны наибольшее влияние оказывает фазовое соотношение между соседними витками спирали Так, например, волну T_0 характеризует небольшой фазовый сдвиг между токами в соседних витках спирали Для волны T_1 характерно отличие на 360° фазы токов на соседних витках Для волны T_2 фаза возбуждения тока дважды изменяется только на одном витке спирали (рис 6 72).

На практике находят применение в основном спиральные антенны, в которых используются моды T_0 и T_1

Надо отметить, что по сравнению с дипольными антеннами у спиральных антенн размеры являются менее критичными В самом деле, без особых ухудшений параметров спиральной антенны можно изменять периметр витка спирали в пределах от 0,8λ до 1,4λ, а шаг S от 0,1λ до 0,5λ для антенны, характери-

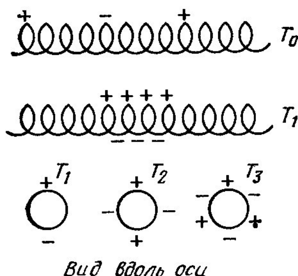


Рис 6 72 Распределение фазы возбуждения тока в витках спиральной антенны для волн T_0, T_1, T_2 и T_3

зуемой углом $\alpha=5° ... 20°$. Практика показала, что наиболее оптимальные размеры спиральной антенны таковы: $c=\lambda$, $S=0,25\lambda$ и $\alpha=12° .. 14°$ Некритичность спиральной антенны к точности выполнения — большое ее преимущество, по достоинству оцененное радиолюбителями.

Входное сопротивление спиральных антенн, для которых выполняется условие $c<0,66\lambda$, сильно зависит от частоты При условии, что $0,75\lambda<c<1,33\lambda$ (это эквивалентно волне типа T_1) и выбраны соответствующие значения угла α, входное сопротивление спиральной антенны практически не меняется На графиках рис. 6 73 приведены диаграммы изменения сопротивления $R+iX$ для двух

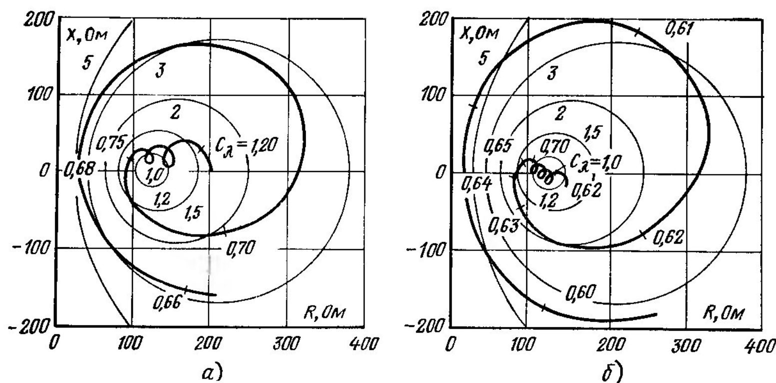
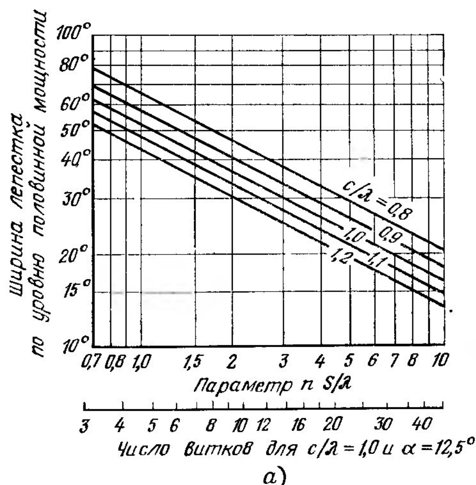


Рис 6 73 Диаграмма сопротивления спиральной антенны

а — антенна имеет восемь витков. угол $\alpha=12°$; *б* — антенна имеет пять витков, угол $\alpha=18°$



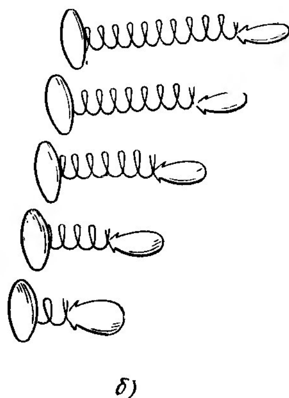


Рис 6 74 Зависимость ширины главного лепестка диаграммы направленности спиральной антенны от числа витков и периметра витка

различных спиральных антенн: для антенны, имеющей восемь витков и угол $\alpha=12°$ (рис 6.73*а*), и для антенны, имеющей пять витков и угол $\alpha=18°$ (рис. 6.73*б*). R и X на этих диаграммах являются функциями отношения c/λ

Анализ приведенных диаграмм, а также диаграмм других спиральных антенн показывает, что при условии $12° \leqslant \alpha \leqslant 15°$ и $0{,}75\lambda < c < 1{,}33\lambda$, а также при $n>3$

$$R_A = 140\ c/\lambda, \tag{6.13}$$

где R_A дано в омах.

Ширина диаграммы направленности (по уровню половинной мощности) спиральной антенны зависит от ее длины. Принято характеризовать длину отношением nS/λ, где λ — длина волны в свободном пространстве. Изменение ширины диаграммы направленно-

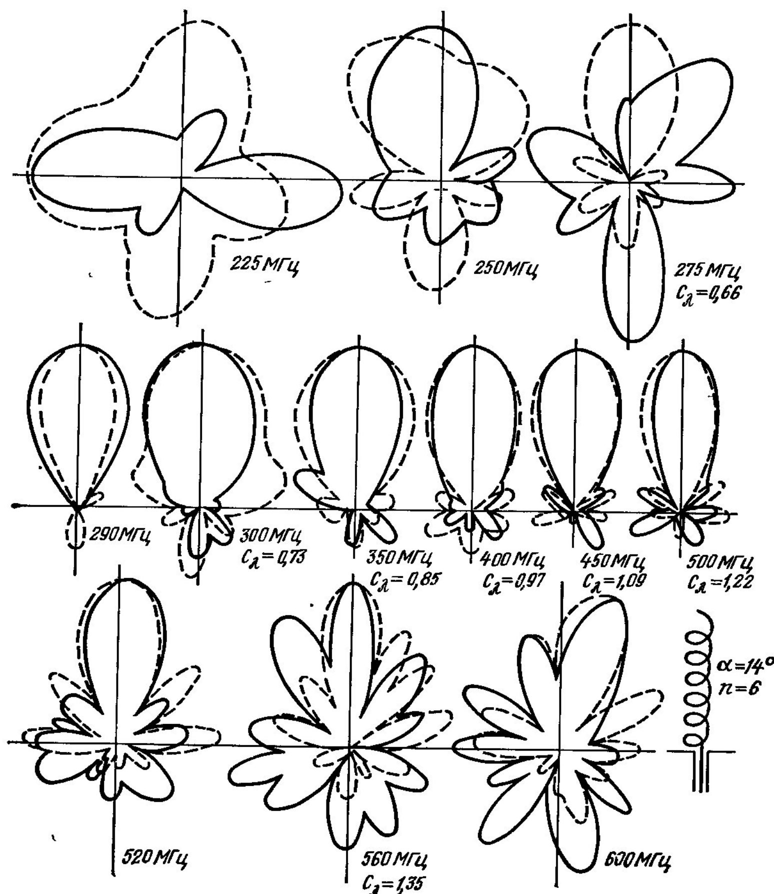


Рис. 6.75. Влияние частоты на диаграмму направленности спиральной антенны

сти антенны при изменении параметра nS/λ показано на рис. 6.74. Из анализа графиков, приведенных на этом рисунке, следует, что на ширину диаграммы направленности оказывает влияние и электрическая длина витка спирали, т. е. отношение c/λ. Из графиков следует также, что одну и ту же ширину диаграммы можно получить, используя две различные антенны. Например, для получения ширины диаграммы 30° можно применить антенну, характеризуемую следующими параметрами: $nS/\lambda=2$ и $c=1,2\lambda$. Такую же ширину можно получить, изготовив и антенну с параметрами $nS/\lambda=4,8$ и $c=0,8\lambda$. Качественная картина изменения ширины диаграммы направленности спиральной антенны в зависимости от способа ее изготовления показана на рис. 6.74б.

Для расчета конструктивных параметров спиральной антенны, необходимых для реализации заданной ширины диаграммы направленности по уровню половинной мощности $\theta_{0,5}$ или по первым нулям диаграммы θ_0, можно пользоваться следующими формулами:

$$\theta_{0,5} = 52\,\lambda/c\sqrt{nS/\lambda}; \qquad (6.14)$$

$$\theta_0 = 115\,\lambda/c\sqrt{nS/\lambda}. \qquad (6.15)$$

Диапазонные свойства характеристик излучения спиральной антенны иллюстрируются серией диаграмм, приведенных на рис. 6.75.

Приведенные на рис. 6.75 диаграммы соответствуют спиральной антенне, имеющей шесть витков и угол $\alpha=14°$. При изменении частоты от 275 до 560 МГц периметр спирали меняется от $0,66\lambda$ до $1,35\lambda$. Графики показывают, что оптимальное с рассматриваемой точки зрения значение C/λ находится в пределах 0,97...1,22.

Усиление спиральной антенны зависит от параметра nS/λ и электрической длины периметра витка, т. е. от отношения C/λ. Коэффициент направленного действия спиральной антенны можно оценить по формуле

$$D = 15\,nC^2\,S/\lambda^3. \qquad (6.16)$$

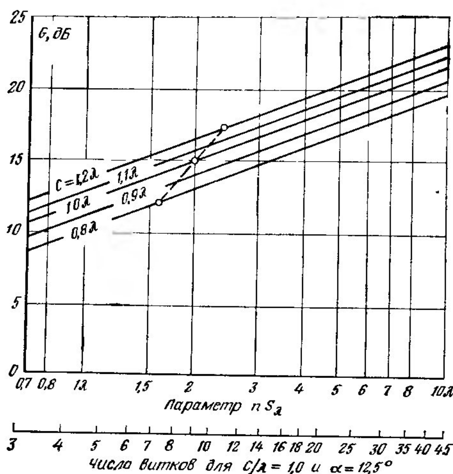


Рис. 6.76. Усиление спиральной антенны

На рис. 6.76 приведены графики, позволяющие определить усиление спиральной антенны.

При оценке рабочей полосы частот пользуются сразу двумя критериями: изменением направленных свойств и изменением согласования спиральной антенны. В качестве примера рассмотрим спиральную антенну с шестью витками и углом $\alpha=14°$. Диаграмма направленности данной антенны при работе на различных частотах рассматривалась ранее (см. рис. 6.75). На графиках рис. 6.77а приведены результаты измерения

$K_{ст\,U}$ в диапазоне частот от 200 до 700 МГц, а также изменение ширины диаграммы направленности в том же частотном диапазоне, полученные в результате обработки диаграмм на рис. 6.75. Эти результаты переносятся в новую систему координат, образованную электрическим диаметром D_{λ} и электрическим шагом витка спиральной антенны (рис. 6.77б). Частоты F_1 и F_2 являются критическими, выше и ниже которых происходит недопустимое ухудшение хотя бы одного из двух параметров антенны. За проектную частоту, для которой рассчитываются остальные характеристики антенны, принимается частота F_0.

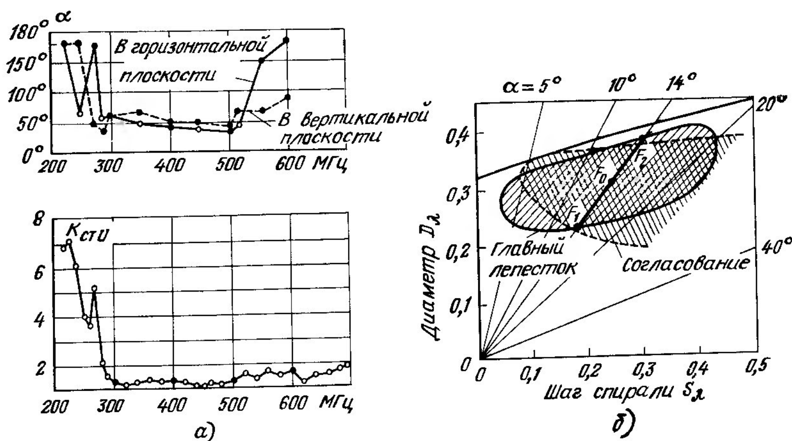


Рис. 6.77. К оценке рабочей полосы частот спиральной антенны.
а — влияние частоты на ширину лепестка θ и $K_{ст\,U}$; *б* — область значений D_{λ} и S_{λ}, при которых спираль излучает с помощью собственной волны T_1; $D_{\lambda}=\sqrt{2S_{\lambda}+1/\pi}$

Варианты исполнения спиральных антенн. До сих пор рассматривался только один вариант выполнения спиральной антенны, хотя имеется достаточное количество других модификаций (рис. 6 78) На этом рисунке представлены следующие варианты исполнения спиральных антенн:

а — спиральная антенна с плоским рефлектором;

б — спиральная антенна с уголковым рефлектором;

в — спиральная антенна без рефлектора, внутри которой размещен металлический стержень;

г — то же, что и *в*, но с плоским рефлектором;

д — спиральная антенна, витки которой навиты в противоположных направлениях на тонком диэлектрическом стержне;

е — то же, что и *д*, но витки навиты в одном направлении;

ж, з, и — антенная система, состоящая из двух спиральных антенн;

к — спиральные антенны, параметры которых меняются по длине антенны.

Поляризация электромагнитной волны, излученной спиральной антенной, почти круговая. Направление вращения вектора **E** зави-

Тонкий диэлектрический цилиндр

Правая намотка

Левая намотка

Левая намотка

Левая намотка

а) б) в) г) д) е) ж) з) и)

Расширяющаяся спираль

Сходящаяся спираль

Постоянный угол α

Постоянный диаметр D

Постоянный шаг намотки S

к)

Рис. 6.78. Варианты спиральных антенн

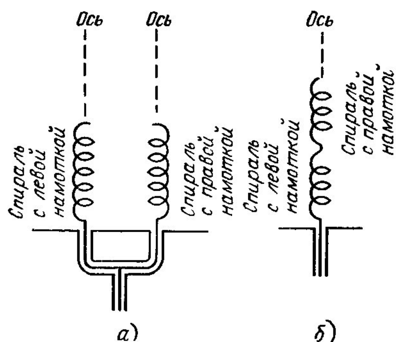
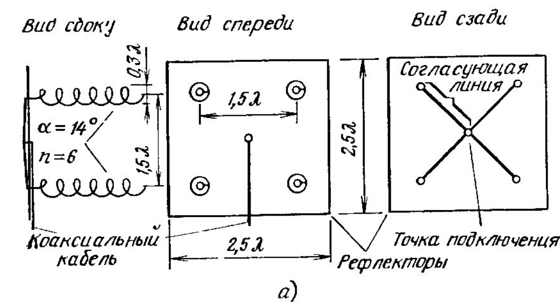
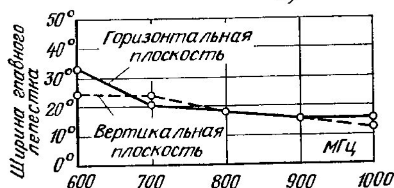


Рис. 6.79. Способы получения линейной поляризации

сит от способа намотки. Например, правосторонняя навивка обеспечивает правостороннюю вращающуюся поляризацию. Для получения линейной поляризации необходимо соединить в одну антенную систему две спиральные антенны с противоположными направлениями намотки спирали (рис. 6.79).

Системы из спиральных антенн. При создании системы спиральных антенн используют те же принципы, которые были рассмотрены при анализе дипольных антенных систем.





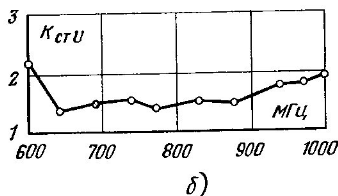


Рис 6 80 Система из четырех спиральных антенн: *а* — схема антенной системы, *б* — зависимость ширины главного лепестка диаграммы и $К_{ст\ U}$ от частоты

В качестве примера рассмотрим здесь антенную систему, показанную на рис 6 80*а* и состоящую из четырех спиральных антенн, каждая из которых содержит шесть витков с углом $\alpha = 14°$. Рефлектор имеет размеры 94×94 см^2 Антенная система предназначена для работы в диапазоне частот 800 МГц Усиление антенной системы на этой частоте составляют 19 дБ Каким образом в диапазоне частот изменяются $К_{ст\ U}$ и ширина диаграммы направленности антенной системы, показывают графики, приведенные на рис. 6 80*б*

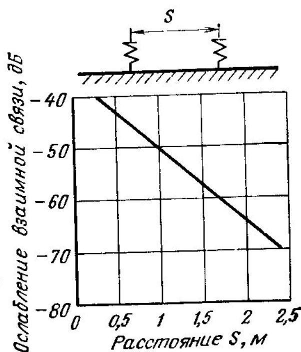
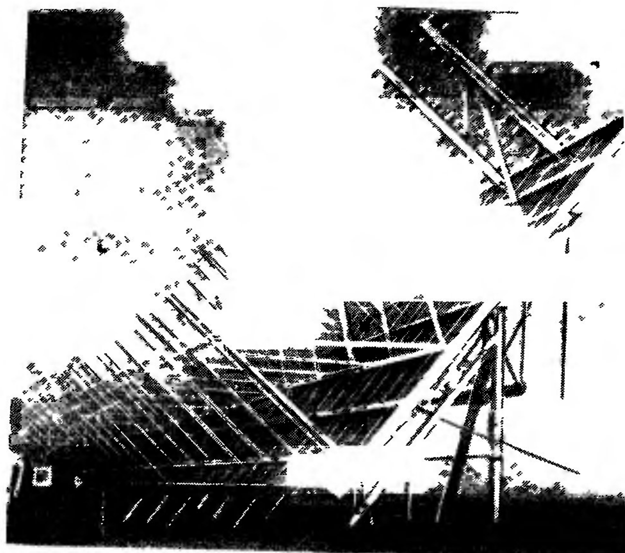
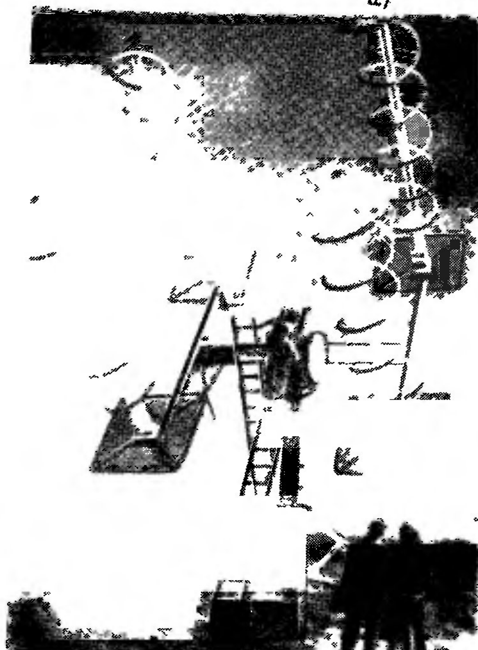


Рис 6 81 Взаимное влияние между двумя спиральными антеннами

Разработка системы питания для данной антенной системы основывается на других, ранее не использованных принципах Если в качестве линии питания используется коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 50 Ом, то в точке соединения линии питания со всеми четырьмя антеннами последние должны иметь сопротивление 200 Ом ($50 \times 4 = 200$ Ом) На самом деле входное сопротивление спиральной антенны составляет около 140 Ом. Поэтому возникает потребность в трансформации со-



а)



б)

Рис 6 82 Спиральные антенны для радиотелескопов

противления со 140 в 200 Ом. Это достигается с помощью апериодического трансформатора, расположенного на тыльной стороне рефлектора Расстояние линии питания от рефлектора выбирается таким, чтобы она осуществляла трансформацию сопротивления 140 в 200 Ом Отметим, что в данном случае использование четвертьволнового трансформатора нежелательно, так как это устройство резко уменьшит широкополосность всей системы в целом.

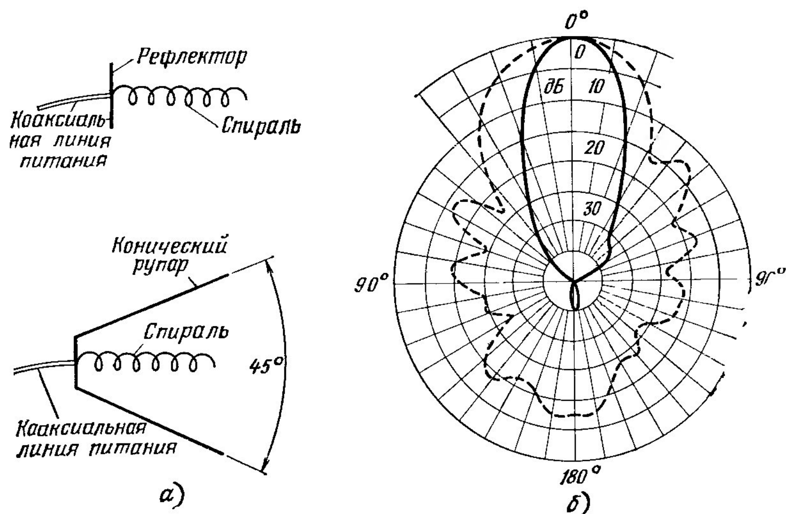


Рис 6 83 Спиральная антенна с конусным рефлектором·
а — схемы антенн (обычной — сверху и спиральной антенны в конусном рефлекторе — снизу), *б* — диаграммы направленности

Между элементами антенной системы в данном случае взаимосвязь очень мала, что иллюстрируется графиком на рис 6 81 Этот результат получен при проведении экспериментального исследования, когда в одну из антенн подавалась мощность от передатчика и измерялась мощность, наведенная на других антеннах при переменном расстоянии между антеннами.

На рис 6 82*а* показана большая антенная система, элементами которой являются спиральные антенны Эта система предназначена для проведения специальных радиоастрономических наблюдений Система содержит 96 спиральных антенн Антенное полотно имеет размеры 48×6,6 м²

Другая антенная система, предназначенная для работы со спутниками и также содержащая спиральные антенны, изображена на рис 6 82*б* Система снабжена автоматическим устройством, которое осуществляет слежение за движением спутника Обратите внимание на то, что антенны разнесены на значительное расстояние друг от друга — это обеспечивает реализацию максимального усиления

Спиральная антенна с конусным рефлектором. Поиски антенн, которые имеют однонаправленные характеристики излучения с низкими уровнями бокового и заднего излучения, привели к разработ-

кс спиральной антенны с конусным рефлектором Такие антенны содержат собственно спираль и конусный рефлектор, угол при вершине которого равен примерно 45° Схема такой антенны дана на рис 6 83*а*. Приведем геометрические параметры одной из таких ан-

а)

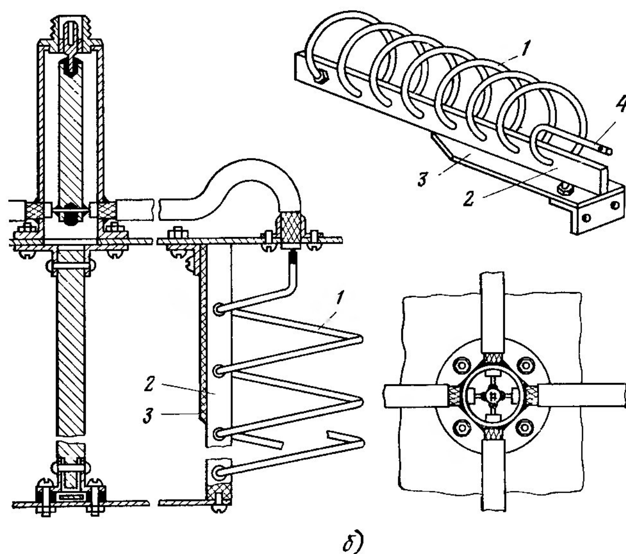


Рис 6 84 Антенная система из четырех спиральных антенн для диапазона 1296 МГц

тени. Обычная спиральная антенна характеризуется следующими параметрами число витков $n=10$, угол $\alpha=45°$, диаметр плоского круглого рефлектора 0,75λ Та же спираль размещается внутри 45-градусного конуса, выходной раскрыв которого равен 3λ На рис 6 83б приведены диаграммы направленности обеих сравниваемых антенн Ясно видно, что использование конусного рефлектора привело к заметному снижению уровней бокового и заднего излучения антенны. Кроме того, почти вдвое уменьшилась ширина главного лепестка диаграммы. Отметим, что уровень поля резко спадает от центра к периферии выходного раскрыва антенны.

Измерения показывают, что введение конического рефлектора приводит к сужению рабочей полосы частот, хотя она и остается достаточно широкой Кроме того, входное сопротивление в данном случае $R_A=100$ Ом, причем появляется и реактивная составляющая входного сопротивления, изменяющаяся в пределах от 200 до 500 Ом

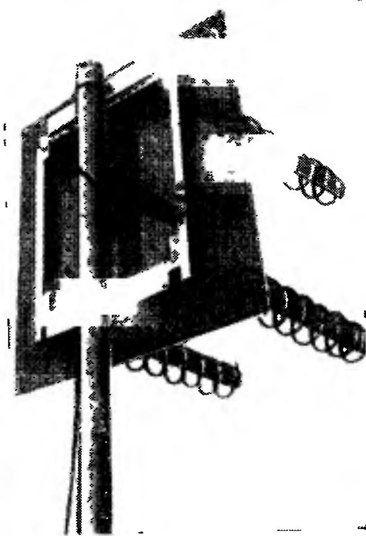


Рис 6 85 Антенна K6UQH для диапазона 1296 МГц

Направленность данной антенны во многом определяется диаметром раскрыва конусного рефлектора. Если диаметр раскрыва находится в пределах $2\lambda \leqslant d \leqslant 4\lambda$, то усиление антенны можно рассчитать по формуле $G=7{,}8(d/\lambda)^2$. Например, при $d=3{,}2\lambda$ антенна имеет усиление 19 дБ Такое же усиление можно получить и от обычной спиральной антенны, правда, требуемая длина такой антенны в 4 раза превышает длину конического рефлектора

Варианты конструктивных решений спиральных антенн.

Антенная система из четырех спиральных антенн для диапазона 1296 МГц Основное конструктивное решение данной антенной системы и ее геометрические размеры приведены на рис 6 84 Антенна разработана радиолюбителями с позывными UJ8AAD и UI8ABW.

Антенна состоит из рефлектора размером 600×600 мм², выполненного из алюминия и четырех спиральных антенн (диаметр 71,3 мм, 7 витков, угол намотки $\alpha=14°$, шаг спирали $S=55{,}2$ мм) Спирали выполнены из медного провода диаметром 3,5 мм Спирали *1* укреплены на планке *2* толщиной 2 мм, выполненной из оргстекла *2* Планку *2* соединяют с другой планкой *3*, выполненной из плексигласа На конце спирали высверливается отверстие *4*, служащее для припаивания средней жилы кабеля Кабель, имеющий волновое сопротивление 120 Ом, берется длиной 35...45 см. Все четыре отрезка должны быть равной длины Если в наличии нет кабеля с волновым сопротивлением 120 Ом, то можно использо-

вать 75-омный кабель, однако в этом случае его длина должна быть равна точно $n\lambda/2$

Антенна K6UQH Эта антенна подобна только что рассмотренной Рефлектор антенны выполнен сетчатым (рис 6 85) В качестве несущей опоры можно использовать деревянный брус размером 25×50 мм, пропитанный парафином и покрытый защитным слоем краски К опоре крепится деревянная рама, укрепленная металлическими угольниками

Спирали антенны имеют 10 витков и выполнены из медного провода диаметром 3 мм (без изоляции) Спиральные антенны отстоят друг от друга на расстояние 1,5λ, или 347 мм Усиление составляет примерно 20 дБ Диаметр спирали 80 мм Шаг витка 55 мм, первая половина витка отстоит от рефлектора на расстояние 27,5 мм

Трехспиральная антенная система для частоты 1296 МГц Эта антенна, предназначенная для работы в диапазоне 23 см, разработана радиолюбителем с позывными W4SGI (рис 6 86) Одиночная спираль содержит 10 витков медной прово-

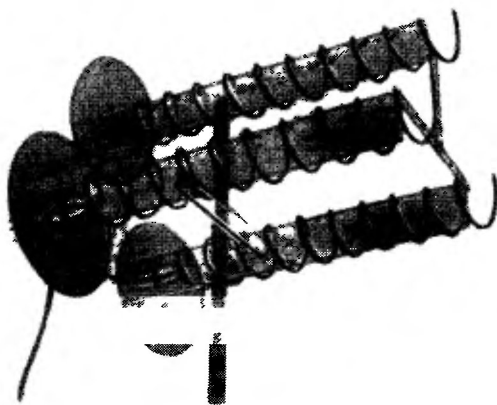


Рис 6 86 Трехспиральная антенная система для диапазона 1296 МГц

локи диаметром 6 мм, расположенных на диэлектрическом цилиндре 6×80×600 мм, выполненном из полиэтилена Расстояние между антеннами составляет 305 мм Каждая спиральная антенна снабжена круглым алюминиевым диском диаметром 110 мм Каждая антенна возбуждается с помощью коаксиального кабеля длиной 5λ/4, все они сведены в общую точку, к которой подключается четвертьволновый трансформатор, соединенный, в свою очередь, с коаксиальным кабелем питания

6.8. Рекомендации радиолюбителям

Здесь изложены важнейшие требования, которые должны выполнять радиолюбители, проектирующие и устанавливающие свои антенны

1 Размещение антенн радиолюбительской радиосвязи требует специального разрешения, получаемого установленным порядком

2 Мачта антенны должна быть обязательно соединена с громоотводом

3 Оборудование не должно проходить под или над линиями электросети Не допускается размещение оборудования вблизи сети проводного вещания и вблизи телефонных линий связи

4 Всякие работы, проводимые на высоте, должны выполняться в соответствии с правилами техники безопасности

5 Конструкции используемых антенн должны быть рассчитаны на ветровые нагрузки Должна осуществляться постоянная профилактическая проверка несущих конструкций антенны

Приложение 1

Перевод отношений U_1/U_2 и P_1/P_2 в децибелы и неперы

Децибелы	U_1/U_2	P_1/P_2	Неперы	Децибелы	U_1/U_2	P_1/P_2	Неперы
0,0	1,00	1,00	0,00	22	12,60	158,5	2,53
0,1	1,01	1,02	0,01	23	14,10	199,5	2,65
0,2	1,02	1,05	0,02	24	15,90	251,2	2,76
0,3	1,04	1,07	0,04	25	17,78	316,2	2,88
0,4	1,05	1,10	0,05	26	20,00	398,1	2,99
0,5	1,06	1,12	0,06	27	22,40	501,2	3,10
0,6	1,07	1,15	0,07	28	25,10	631,0	3,22
0,7	1,08	1,18	0,08	29	28,40	794,3	3,33
0,8	1,10	1,10	0,09	30	31,62	1000	3,45
0,9	1,11	1,23	0,10	31	35,5	1259	3,57
1,0	1,12	1,26	0,12	32	39,8	1585	3,68
1,5	1,19	1,41	0,17	33	44,7	1995	3,80
2,0	1,26	1,59	0,23	34	50,1	2512	3,91
2,5	1,33	1,78	0,29	35	56,2	3162	4,03
3,0	1,41	2,00	0,35	36	63,1	3981	4,14
3,5	1,50	2,24	0,40	37	71,0	5012	4,25
4,0	1,59	2,51	0,46	38	79,4	6310	4,37
4,5	1,68	2,82	0,52	39	89	7943	4,50
5,0	1,78	3,16	0,58	40	100	10000	4,61
5,5	1,88	3,55	0,63	41	113	12590	4,70
6,0	2,00	3,98	0,69	42	125,9	15850	4,83
6,5	2,11	4,47	0,75	43	141	19950	4,94
7,0	2,24	5,01	0,81	44	158,5	25120	5,06
7,5	2,37	5,62	0,86	45	177,8	31620	5,18
8,0	2,51	6,31	0,92	46	199,5	39810	5,30
8,5	2,66	7,08	0,98	47	224	50120	5,40
9,0	2,82	7,94	1,04	48	251,2	63100	5,53
9,5	2,99	8,91	1,09	49	284	79430	5,66
10	3,16	10,00	1,15	50	316 2	10^5	5,76
11	3,55	12,59	1,27	55	562,3	$3\ 16 \cdot 10^5$	6,33
12	3,98	15,85	1,38	60	1000	10^6	6,91
13	4,47	19,95	1,50	70	3162,3	10^7	8,06
14	5,01	25,11	1,61	80	10^4	10^8	9,21
15	5,62	31,62	1,73	90	31623	10^9	10,36
16	6,31	39,81	1,84	100	10^5	10^{10}	11,51
17	7,08	50,12	1,96	110	$3{,}16\ 10^5$	10^{11}	12,66
18	7,94	63,10	2,07	120	10^6	10^{12}	13,82
19	8,91	79,43	2,19	130	$3{,}16\ 10^6$	10^{13}	14,97
20	10,00	100,00	2,30				
21	11,20	125,9	2,40				

Приложение 2

Поверхностный эффект. Токи высокой частоты, протекающие в проводнике, вызывают в нем и в окружающем провод пространстве изменение магнитного поля (рис П 1) В результате этого явления происходит вытеснение токов к поверхности проводника

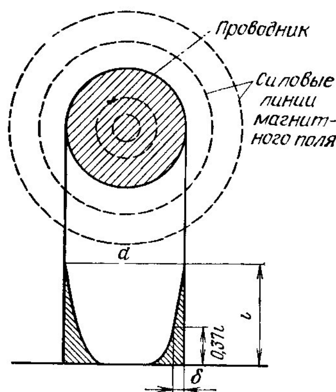


Рис П 1. Распределение тока в сечении проводника на высоких частотах

На радиочастотах почти весь ток протекает в тонком поверхностном слое, а в средней части провода ток практически отсутствует Поэтому, в частности, выгодно использовать полые медные трубки.

Глубина проникновения δ, мм, тока зависит от частоты f, кГц, магнитной проницаемости среды μ_r, проводимости ρ, Ом·см:

$$\delta = 50\,330\sqrt{\rho/\mu_r f} = K/\sqrt{f}. \qquad (\text{П.1})$$

Значения коэффициента K для некоторых металлов приведены ниже

Металл	нихром	бронза	алюминий	медь
K	500	127	83	66,2

Уменьшенное эффективное сечение провода при возрастании частоты приводит к росту сопротивления провода R_f по сравнению с сопротивлением того же провода при постоянном токе. Прирост сопротивления зависит от диаметра провода, причем прирост тем больше, чем больше диаметр провода

Если для постоянного тока сопротивление R_0 уменьшается пропорционально d^2, то для токов высоких частот сопротивление R_f уменьшается пропорционально d, так как в этом случае ток проходит только через кольцо толщиной $\pi d\delta$.

Сопротивление провода R_f на высоких частотах определяется по следующим формулам:

$$\text{для} \quad x \ll 1 \quad R_f = R_0(1 + x^4/3); \qquad (\text{П.2})$$

$$\text{для} \quad x \gg 1 \quad R_f = R_0(x + 0{,}25), \qquad (\text{П.3})$$

$$\text{где} \quad x = \frac{\pi d}{20}\sqrt{\frac{\mu_r}{\rho} f\, 10^{-5}}. \qquad (\text{П.4})$$

В этих выражениях диаметр d выражен в миллиметрах, ρ — в омах на сантиметр, f — в герцах

Зависимость $a = R_f/R_0$ от частоты для медного провода можно рассчитать по следующей упрощенной формуле:

$$a \approx 0{,}25 + 0{,}119\, d\sqrt{f}. \qquad (\text{П.5})$$

Эта зависимость для проводов различных диаметров дана на рис П 2 Для иллюстрации влияния частоты на изменение сопротивления провода ниже приведены данные, относящиеся к медному проводу диаметром 1 мм и длиной 1 м

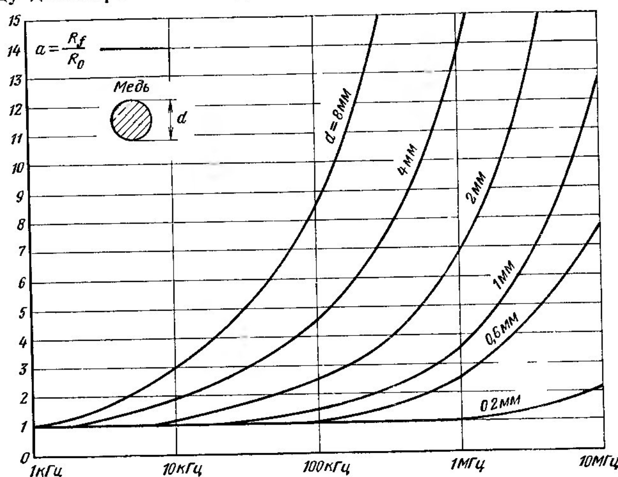


Рис П 2 Относительный прирост сопротивления провода из за поверхностного эффекта

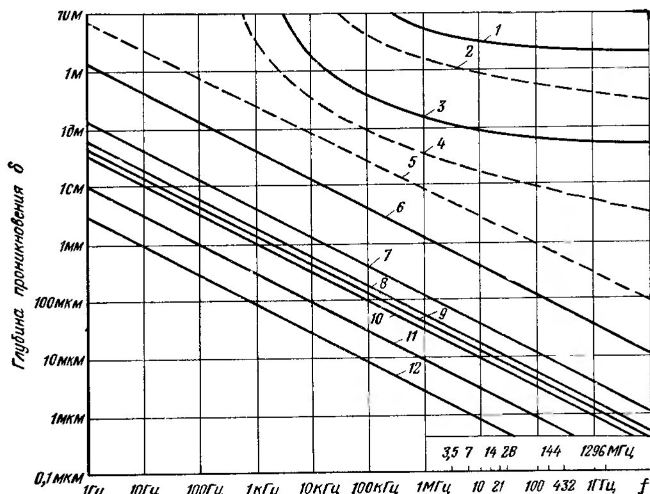


Рис П 3 Глубина проникновения тока как функция частоты для различных материалов
1 — средняя почва ($\sigma=10^{-2}$, $\varepsilon_r=14$), 2 — влажная почва, 3 — морская вода, 4 — электролит, 5 — полупроводники 6 — графит, 7 — латунь, 8 — никель, 9 — алюминий, 10 — медь, 11 — пермаллой В, 12 — пермаллой С

Из за поверхностного эффекта любая неровность поверхности провода удлиняет путь тока и следовательно увеличивает сопротивление Поэтому надо принимать меры к тому чтобы не допустить повреждения поверхности провода

Глубина проникновения тока для других материалов иллюстрируется графиками на рис П 3

f МГц	0	3 5	28	144	432	1296
a	1 0	7 3	20 0	45,0	78,0	135
R Ом	0 023	0,17	0 46	1,03	1,8	3 1
δ мм	1 0	0,035	0,012	0,005	0,003	0 002

Приложение 3[1]

Полоса пропускания четвертьволновых трансформаторов Согласующие четвертьволновые трансформаторы из отрезков линий обладают резонансными свойствами т е обеспечивают согласование только на одной частоте При отклонении частоты от расчетной согласование нарушается и в местах соединения линий возникают отражения волн При этом коэффициент стоячей волны $K_{стU}$ увеличивается Для реальных линий согласование наблюдается в некоторой полосе частот, причем на средней частоте полосы пропускания $K_{стU}$ имеет наименьшее значение а на краях полосы — наибольшее

С достаточной для практики точностью можно пользоваться следующими зависимостями

Для одноступенчатого согласования

$$[(K_{ст\,U}-1)/(K_{ст\,U}+1)]^2=(A-1)^2/[(A-1)^2+4A\sec^2\theta_1] \quad (П\,6)$$

Для двухступенчатого согласования

$$[(K_{ст\,U}-1)/(K_{ст\,U}+1)]^2=(A-1)^2/[(A-1)^2-4A\sec^2\theta_2]. \quad (П\,7)$$

В этих формулах $\theta_1=(\pi/2)(\Delta f_1/2f_0+1)$, $\theta_2=(\pi/2)(\Delta f_2/2f_0+1)$, где Δf_1 — ширина полосы частот одноступенчатого трансформатора, симметричная относительно средней (расчетной) частоты f_0, Δf_2 — ширина полосы частот двухступенчатого трансформатора, симметричная относительно средней (расчетной) частоты f_0, $A=Z_{02}/Z_{01}$ — отношение согласуемых сопротивлений, которые предполагают чисто активными

Значения $K_{стU}$ соответствуют допустимому значению коэффициента стоячей волны на краях полосы пропускания, причем предполагается, что на расчетной (средней) частоте $K_{стU}=1$

[1] Материал приложений 3—6 взят из книги В М Родионова «Линии передачи и антенны УКВ (номограммы)» М Энергия, 1977 г, с 45, 47, 55, 57 соответственно *Прим ред*

Приложение 4

Экспоненциальные согласующие трансформаторы В ряде слу чаев в качестве трансформатора сопротивлений находит применение так называемая экспоненциальная линия, позволяющая осуществить согласование в широком диапазоне частот У экспоненциальной ли нии волновое сопротивление изменяется вдоль ее длины по закону

$$Z_0(x) = Z_{01}\, e^{bx}, \qquad (\text{П } 8)$$

где Z_{01} — волновое сопротивление линии на ее входе, $Z_0(x)$ — вол новое сопротивление линии в сечении, расположенном на расстоя нии x от ее начала, b — параметр, показывающий скорость измене ния волнового сопротивления вдоль линии

В частном случае экспоненциальная линия может быть выпол нена в виде двухпроводной линии с переменным осевым расстоя нием Если проводники линии расходятся, т е расстояние между ними плавно возрастает, то волновое сопротивление такой линии возрастает от входа к выходу по закону экспоненты (П 8) Чем длиннее экспоненциальная линия (при той же длине волны), тем лучше получается согласование, т е ниже коэффициент стоячей волны

В зависимости от заданного значения $K_{\text{ст}U}$ и известного отно шения Z_{02}/Z_{01} волновых сопротивлений на конце и в начале экспо ненциальной линии ее минимальную длину рассчитывают по фор муле

$$\frac{l}{\lambda} = \ln\frac{Z_{02}}{Z_{01}} \Big/ 8\pi\left(\frac{K_{\text{ст}U}-1}{K_{\text{ст}U}+1}\right) \qquad (\text{П } 9)$$

Здесь $8\pi\left(\dfrac{K_{\text{ст}U}-1}{K_{\text{ст}U}+1}\right) = b$, — параметр, входящий в формулу (П 8)

Выбрав минимальную длину линии (П 9), можно найти ее вол новое сопротивление в нескольких точках, т е для нескольких зна чений x После этого можно определить геометрические размеры линии Например, для двухпроводной линии, зная значения x_1, x_2, x_3 и т д, можно рассчитать осевое расстояние для этих точек и по строить фидер

Приложение 5

Эквивалентная диэлектрическая проницаемость коаксиальной линии с изолирующими шайбами В этом случае расчет волнового сопротивления производят, как указано в § 2 2, но вместо значения относительной диэлектрической проницаемости ε используют пара метр ε_1 — эквивалентную диэлектрическую проницаемость

$$\varepsilon_1 = (\varepsilon + m)/(1 + m), \qquad (\text{П } 10)$$

где $m = t/\Delta$, ε — относительная диэлектрическая проницаемость ма териала шайбы, Δ — толщина шайбы t — расстояние между сосед ними шайбами Значения Λ и t берут в одинаковых единицах

Пример Для коаксиального кабеля в котором использованы шайбы из полистирола, $\varepsilon = 2{,}26$ и $m = 2$ Согласно (П 10) эквивалент ный параметр линии с шайбами $\varepsilon_1 = 1{,}42$ Это значение следует ис пользовать при расчете волнового сопротивления кабеля

Приложение 6

Составная линия. Линия, составленная из двух отрезков с волновыми сопротивлениями Z_{01} и Z_{02} длиной l_1 и l_2 (соответственно электрические длины $\theta_1=2\pi l_1/\lambda$ и $\theta_2=2\pi l_2/\lambda$), причем вторая линия, короткозамкнутая, называется составной Составная линия используется для получения широкополосного короткого замыкания в согласующих устройствах и др

Формула, связывающая входное реактивное сопротивление составной линии $Z'_{вх}$ с отношением волновых сопротивлений линий $m=Z_{02}/Z_{01}$ и коэффициентом перекрытия $p=f_2/f_1$, имеет вид

$$Z'_{вх}=\frac{(1+m)\,\mathrm{tg}\,[(\pi p)/(1+p)]}{m\,\mathrm{tg}^2\,[(\pi p)/(1+p)]-1}=\frac{\sin\,[2\pi\, p/(1+p)]}{\cos\,[2\pi\, p/(1+p)]+(1-m)/(1+m)} \quad \text{(П.11)}$$

Здесь входное сопротивление $Z'_{вх}$ нормировано относительно волнового сопротивления первой линии, т. е. $Z'_{вх}=Z_{вх}/Z_{01}$.

При очень больших значениях $m=Z_{02}/Z_{01}$ составная линия имеет такой же характер, как и разомкнутая линия с электрической длиной θ_1 и волновым сопротивлением Z_{01}. Однако преимущество составной линии перед простой разомкнутой линией заключается в том, что первая полностью закрыта (короткое замыкание на конце второй линии) и потери в ней малы. В то же время простая открытая линия нагружена на неоднородное полное сопротивление, которое может иметь большую активную составляющую, например вследствие излучения на конце.

Составная линия — удобное устройство для получения короткого замыкания в широком диапазоне частот. В полосе между частотами f_1 и f_2 входное сопротивление $Z'_{вх}$ изменяется незначительно. Необходимо отметить, что коэффициент перекрытия $p=f_2/f_1$ имеет максимальное значение при $\theta_1=\theta_2$.

Приложение 7[1]

Параметры радиочастотных кабелей

Марка кабеля, Z_0, Ом		Затухание, дБ/м, при частоте, ГГц			Мощность, кВт, при частоте, ГГц		
		0,1	1,0	3,0	0,1	1,0	3,0
РК 50-2-12	50	0,40	0,70	1,3	0,20	0,05	0,02
РК 50-3-13	50	0,15	0,65	1,3	0,27	0,07	0,01
РК 50-4-11	50	0,11	0,5	0,95	0,4	0,1	0,05
РК 50-7-11	50	0,09	0,4	0,8	0,6	0,14	0,07
РК 50-9-12	50	0,07	0,35	0,75	0,9	0,22	0,11
РК 50-11-11	50	0,06	0,29	0,55	1,3	0,33	0,19
РК 75-2-12	75	0,24	0,75	1,3	0,23	0,04	0,02
РК 75-3-13	75	0,11	0,5	0,9	0,29	0,07	0,04
РК 75-4-11	75	0,1	0,4	1,0	0,38	0,09	0,04
РК 75-4-13	75	0,13	0,55	1,0	0,3	0,08	0,04
РК 75-4-15	75	0,1	0,5	1,0	0,32	0,08	0,04
РК 75-4-21	75	0,1	0,4	0,8	1,3	0,35	0,2
РК 75-7-11	75	0,05	0,21	0,4	0,9	0,22	0,12
РК 75-7-12	75	0,09	0,4	0,9	0,6	0,14	0,07
РК 75-7-22	75	0,07	0,3	0,6	3,0	0,9	0,5
РК 75-7-39	75	0,05	0,18	0,3	0,8	0,25	0,16

Марка кабеля, Z_0, Ом		Затухание, дБ/м, при частоте, ГГц			Мощность, кВт, при частоте, ГГц		
		0,1	1,0	3,0	0,1	1,0	3,0
РК 75-7-43	75	0,05	0,2	0,4	3,2	1,1	0,6
РК 75-9 12	75	0,06	0,26	0,6	0,9	0,26	0,13
РК 75 9-14	75	0,05	0,24	0,46	1,0	0,3	0,16
РК 75-9-23	75	0,05	0,21	0,4	4,0	1,1	0,6
РК 75-9-35	75	0,04	0,14	0,24	1,0	0,3	0,17
РК 75-9-41	75	0,03	0,18	0,42	5,1	1,1	0,5
РК 75-13-32	75	0,02	0,11	0,35	1,5	0,4	0,24
РК 75-17 22	75	0,03	0,1	0,23	9,0	2,0	1,0
РК 75-17-31	75	0,003	0,075	0,17	2,9	0,8	0,46
РК 75 24-41	75	0,025	0,088	0,16	5,6	2,4	1,4
РК 100-7-11	100	0,08	0,41	0,9	0,41	0,13	0,08

[1] Материал приложений 7—10 взят из книги В. П. Чернышова «Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства. Задачи и упражнения». М.: Радио и связь, 1982 г., с. 143, 48, 42, 104 соответственно. *Прим. ред.*

Приложение 8

Сопротивление связи между двумя параллельными полуволновыми вибраторами, смещенными между собой вдоль осей на расстояние *a*, а поперек — на расстояние *b*

b/λ	$a/\lambda=0$		$a/\lambda=0,5$		$a/\lambda=1,0$	
	R_{12}, Ом	X_{12}, Ом	R_{12}, Ом	X_{12}, Ом	R_{12}, Ом	X_{12}, Ом
0	73,1	42,5	26,4	20,2	—4,1	—0,7
0,1	67,3	7,5	23,5	3,1	—4,1	—0,4
0,2	51,4	—19,2	15,7	—8,9	—4,0	0,5
0,3	29,3	—34,4	5,2	—14,5	—3,5	1,8
0,4	6,2	—37,5	—4,9	—13,7	—2,4	3,1
0,5	—12,5	—29,9	—11,9	—7,9	—0,8	4,1
0,6	—23,3	—15,9	—14,1	0,4	1,5	4,2
0,7	—24,9	—0,2	—11,3	8,1	3,6	3,2
0,8	—18,5	12,2	—4,9	12,6	5,1	1,2
0,9	—7,5	18,5	2,8	12,8	5,3	—1,6
1,0	4,0	17,7	9,0	8,9	4,1	—4,2
1,1	12,4	11,3	12,0	2,4	1,5	—5,9
1,2	15,2	1,9	10,8	—4,5	1,6	—6,0
1,3	12,6	—6,7	6,3	—9,3	—4,5	—4,5
1,4	6,0	—11,9	—0,1	—10,8	—6,3	—1,6
1,5	—1,8	—12,3	—5,8	—8,5	—6,2	1,9
1,6	—8,1	—8,4	—9,2	—3,6	—4,3	4,8
1,7	—10,9	—2,0	—9,3	2,2	—1,2	6,4
1,8	—9,4	4,4	—6,1	6,7	2,4	6,0
1,9	—4,8	8,7	—1,2	8,7	5,1	3,8
2,0	1,1	9,4	3,9	7,5	6,3	0,4

Приложение 9

Симметричный и несимметричный вибраторы. Действующая длина симметричного вибратора определяется по формуле

$$L_д = (\lambda/\pi)\,\mathrm{tg}\,(\pi\, l/\lambda). \quad (П.12)$$

Действующая длина несимметричного вибратора, наклоненного под углом θ к идеально проводящей поверхности

$$L_д = (\lambda/2\pi)\,\mathrm{tg}\,(\pi\, l/\lambda)\sin\theta. \quad (П.13)$$

Сопротивление излучения $R_{\Sigma п}$, отнесенное к току в пучности симметричного вибратора, изменяется в зависимости от его длины l следующим образом:

l/λ	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30	0,40	0,50	0,60
$R_{\Sigma п}$, Ом	0,2	3,1	13	36	73	120	200	200	121

Аналогичный параметр для несимметричного вибратора имеет вдвое меньшее значение.

Волновое сопротивление симметричного вибратора

$$\left.\begin{aligned} W &= 276\lg(l/r) - 120 \text{ Ом при } l \leqslant 0{,}5\lambda; \\ W &= 276\lg(\lambda/\pi r) - 68 \text{ Ом при } l \geqslant 0{,}5\lambda. \end{aligned}\right\} \quad (П.14)$$

Волновое сопротивление несимметричного вибратора

$$\left.\begin{aligned} W &= 138\lg(l/r) - 60 \text{ Ом при } l \leqslant 0{,}5\lambda; \\ W &= 138\lg(\lambda/\pi r) - 34 \text{ Ом при } l \geqslant 0{,}5\lambda. \end{aligned}\right\} \quad (П.15)$$

Входные сопротивления симметричного и несимметричного вибраторов определяются по общей формуле

$$Z_{вх} = \frac{R_{\Sigma п}}{(R_{\Sigma п}/W)^2 + \sin^2 Kl} - i\,\frac{0{,}5\,W \sin 2Kl}{(R_{\Sigma п}/W)^2 + \sin^2 Kl}, \quad (П.16)$$

где K — коэффициент укорочения (см. рис. 2.80).

Для случаев $0 < l/\lambda < 0{,}4$ и $0{,}55 < l/\lambda < 0{,}7$ входное сопротивление относительно тонких вибраторов можно определять по упрощенной формуле

$$Z_{вх} = R_{\Sigma п}/\sin^2 Kl - i\,W\,\mathrm{ctg}\,Kl. \quad (П.17)$$

Приложение 10

Ромбическая антенна. Волновое сопротивление ромбической антенны, за исключением небольших участков острых углов, определяется соотношением

$$W_a = 276\lg(\lambda/\pi r) - 120 \text{ Ом}, \quad (П.18)$$

а вблизи острых углов

$$W_0 = 276\lg(\lambda\sin\varphi/2\pi r) - 69 \text{ Ом}, \quad (П.19)$$

где r — радиус провода, φ — половина острого угла ромба. Если в ромбе для снижения его волнового сопротивления каждая сторона выполняется из двух проводов, то в данные формулы вместо радиуса r подставляют эквивалентный радиус $r_{экв} = \sqrt{hr}$, где h — расстояние между однополярными проводами в данном сечении. В вершине острого угла ромба $h = 2r$, а в вершине тупого угла $h = (0{,}02..0{,}03)L$, где L — длина одной стороны ромба.

Сопротивление излучения одной стороны ромба при $L > 2\lambda$ определяется по формуле

$$R_{\Sigma 1} = 60\,[2{,}3\lg(4\pi L/\lambda) + \sin 4\pi L/4\pi L - 0{,}423]. \quad (П.20)$$

Полное сопротивление излучения ромба $R_{\Sigma a} = 4R_{\Sigma 1}$.

Коэффициент полезного действия ромба

$$\eta = 1 - \exp\left(-R_{\Sigma a}/W_a\right). \qquad (П.21)$$

Оптимальная длина стороны ромба $L_{опт}$ и оптимальный угол излучения в вертикальной плоскости Δ связаны между собой соотношением

$$L_{опт} = \lambda/2\left(1 - \cos^2\Delta\right). \qquad (П.22)$$

Поглощающая линия выполняется из фехралевых, реже из стальных проводов диаметром $2r = 1...3$ мм. Длина двухпроводной поглощающей линии

$$L_{п.л} = (2\ldots3)\, W_{п.л}/R_1; \; R_1 = (11\,000/r)\sqrt{\mu'\rho/\lambda}, \qquad (П.23)$$

где R_1 — сопротивление на единицу длины двухпроводной поглощающей линии; r — радиус провода линии, мм; μ' — относительная магнитная проницаемость провода; ρ — удельное сопротивление провода Ом·м; λ — длина волны, м. Для стали (железа) и фехраля на высоких частотах относительная магнитная проницаемость $\mu' = 80$. Удельное сопротивление стали $\rho = 10^{-7}$ Ом·м, нихрома $(1...1{,}1) \times 10^{-6}$ Ом·м, фехраля $(1{,}1...1{,}3) \cdot 10^{-6}$ Ом·м.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Bem J. D.: Anteny i rozchodzenie się fal radiowych. WNT 1973
2. Айзенберг Г. З. Коротковолновые антенны, М.: Связьиздат, 1962.
3. Hahn S.: Podstawy radiokomunikacji. WKŁ 1964
4. Lisieki W.: Propagacja fal radiowych. Warszawa 1962, WKŁ
5. Долуханов М. Р. Распространение радиоволн, М.: Связьиздат, 1952.
6. Wojnar A : Poradnik inżyniera radioelektryka, WNT
7. Антенны: Пер. с англ./Под ред. А. И Шпунтова, М.. Сов радио, 1951.
8. Домбровский И. А. Антенны. М.: Связьиздат, 1951.
9. Jasik H.: Antenna Engineering Handbook. Mc Graw Hill 1961
10. Kraus D. J.: Antennas. Mc Graw Hill 1950
11. Грундинская Г. Р. Распространение радиоволн. М. Высшая школа, 1967.
12. Смиренин Б. А. Справочник по радиотехнике. М.: Госэнергоиздат, 1950.
13. Kulikowski R. — Praca zbiorowa: Radiotechnika. Warszawa 1971, WKŁ
14. Antoniewicz J. — Praca zbiorowa: Poradnik Radio- i Teleelektryka, PWT 1959
15. Streng K.: Odbiór telewizyjny na falach decymetrowych. WKŁ 1966
16. Łapiński T., Perkowski Z.: Przewody telekomunikacyjne. WKŁ 1972
17. Rothe G., Spindler E.: Technika antenowa. WKŁ 1967
18. Rothammel (DM2ABK): Antennenbuch — Verlag Sport und Technik. 1969 r.
19. Sawicki J.: Anteny, WKŁ 1965
20. Łapiński M.: Miernictwo teleelektryczne, T. IV. WKŁ 1972
21. Antenna Book, The ARRL. USA 1969
22. Orr W. J. (W6SAI): Beam Antenna Hand Book. Radio Publications. Wilton, Conn. USA 1955
23. Biekietow W., Charczenko K.: Pomiary, badania i regulacja anten amatorskich. Warszawa 1974, WKŁ
24. Троицкий В. Н Распространение радиоволн в горах. М.: Связь, 1968.
25. Айзенберг Г З. , Ямпольский В. Г. Пассивные ретрансляторы для радиорелейных линии. М.: Связь, 1973.
26. Жук М. С., Молочков Ю. Б. Проектирование антенно-фидерных устройств. М.: Энергия, 1966.
27. Orr W. J. (W6SAI): Quad Antennas Radio Publications. Wilton, Conn. USA 1959
28. Lieckfeld K. (DL3FM): VHF und UHF Richtantennen. Franckische Verlagshandlung. Stuttgart 1964
29. Zucker F.: The Backfire Antenne a Qualitative Approach to Its Design. Proceeding of the IEEE 7/1965
30. Пистолькорс А. А. Антенны. М.: Связьиздат, 1947.
31. Dołuchanow M. P.: Propagacja fal radiowych. WKŁ, Warszawa 1975

ПЕРИОДИЧЕСКИЕ ИЗДАНИЯ:

1. Amatorskie Radio. UV. SVAZARM, CSSR, Praha
2. CQ: TROSSMAN, New York, USA
3. CQ: DL-DARC, RFN. Baunatal
4. DUBUS — Neue Claus. 1 Berlin 62
5. Electron — VEROM, Arnhem, Holandia
6. Funk Amateur, GST, NRD, Berlin
7. Funktechnik-Radio-Foto-Kinotechnik, 1. Berlin 52
8. Журнал "Радио", М.
9. Radioamator i Krótkofalowiec Polski — WKŁ
10. Radio Communication, RSGB, Londyn, Wielka Brytania
11. UKW Berichte, Dohlus-Erlangen, NRF

ОГЛАВЛЕНИЕ

Здзислав Беньковский, Эдмунд Липинский

ЛЮБИТЕЛЬСКИЕ АНТЕННЫ КОРОТКИХ
И УЛЬТРАКОРОТКИХ ВОЛН

Редактор С. Т. Симонова
Художник Л. Н. Сильянов
Художественный редактор Р. А. Клочков
Технические редакторы К. Г. Игумнова, Л. А. Горшкова
Корректор О. И. Галанова

ИБ № 226

Сдано в набор 20.10.1981 г. Подписано в печать 24.08.1983
Формат 84×108/32 Бумага тип. № 2 Гарнитура литературн
Печать высокая Усл. печ. л. 25,2 Усл. кр.-отт. 25,2 Уч.-изд. л. 32,
Тираж 40 000 экз. Изд. № 19444 Зак. № 144/351 Цена 2 р. 70
Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

Набрано в типографии издательства «Радио и связь» Госкомиздата СССР
101000 Москва, ул. Кирова, д. 40
Отпечатано в Подольском филиале производственного объединения
«Периодика» Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли,
г. Подольск, ул. Кирова, д. 25